621.39
С40

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ

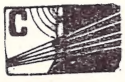
СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ

065786

621.39
С40

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ

065786



-2017 ПЕРЕВІРЕНО

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»
МОСКВА 1976

Геодезическая библиотека
Киевский
политехнический институт
621.39

6Ф1
С40
УДК 621.39

С40 **Системы** передачи сообщений. Пер. с англ. М., «Связь», 1976.

520 стр. с ил.

Освещаются практически все принципиальные вопросы построения как аналоговых, так и дискретных систем связи. Изложение основ теории информации и теории передачи сообщений сочетается с обобщенным анализом существующей аппаратуры связи и примерами расчета отдельных узлов.

Книга предназначена для инженеров, занимающихся комплексными проблемами систем связи, а также для разработчиков отдельных узлов аппаратуры.

$С\frac{30402—012}{045(01)—76}23—75$ 6Ф1

Transmission systems for Communications. Fourth Edition, 1970, Bell Telephone Laboratories, Incorporated Winston—Salem, North Carolina.

© Перевод на русский язык. Издательство «Связь», 1976 г.

Предисловие к русскому изданию

Вниманию советских читателей предлагается перевод книги, составленной специалистами фирмы Белл Телефон Лабораториз для инженерно-технического персонала, обучающегося на курсах повышения квалификации, организованных фирмой.

В США эта книга выдержала четыре издания; на русском языке книг такого рода практически нет. Хотя эта книга предназначена для разработчиков аппаратуры проводной и радиосвязи, широкий круг рассмотренных вопросов и их трактовка представляют несомненный интерес для работников эксплуатационных и проектных организаций, а также для преподавателей и студентов институтов и техникумов связи.

В оригинале нет формального разделения на вопросы проводной и радиорелейной связи, однако материал расположен таким образом, что в первых 16 главах рассматриваются общетеоретические вопросы и вопросы, относящиеся к проводной связи. Поэтому при переводе было признано целесообразным произвести некоторую перекомпоновку материалов, а именно, гл. 28 и 29 оригинала перенести в начало перевода. Кроме того, без ущерба общему содержанию книги при переводе из нее исключены главы 1, 2, 4, 11, 16, 19 (часть) и 30, в которых приводятся материалы, достаточно хорошо освещенные в отечественной литературе.

Наибольшие трудности представлял перевод отдельных терминов и понятий, принятых в американской практике. По возможности, при этом использовались термины и понятия, принятые в учебниках по дальней связи, по теории передачи сигналов и в других книгах, выпущенных издательствами «Связь» и «Советское радио».

Примечания редакторов перевода давались каждый раз, когда требовалось указать разницу в исходных положениях, принятых в США и СССР, или дать пояснения и дополнения к тексту. В частности, потребовалось пояснить единицы измерения уровней передачи, принятые в американской практике, отличающиеся от единиц, рекомендованных МККТТ и принятых к употреблению в СССР, европейских странах, Японии. Это позволит читателям ориентироваться при изучении американской литературы по связи.

Список литературы книги дополнен сравнительно кратким списком отечественной литературы, поскольку в дополнительной литературе, особенно в упомянутой выше книге «Передача сообщений», имеется в свою очередь обширная библиография по затронутым вопросам (список приведен в конце книги).

Главы 1 и 2 перевел А. С. Дворкин, 3, 6, 7, 12 и 13 — Г. М. Мосин, 4 и 5 — В. В. Лившиц, 8—11 — А. Н. Козырьков 14—20 — Б. В. Жеребцов, 21—24 —В. Д. Романов.

Считаем своим долгом выразить благодарность Ю. Д. Фарберу, ценными советами которого пользовались в процессе работы над книгой, ряду товарищей за высказанные критические замечания, способствовавшие улучшению книги при ее редактировании, а также всем лицам, способствовавшим выпуску данной книги.

Редактирование глав 1—13 выполнено канд. техн. наук Дворкиным С. А., глав 14—24 — канд. техн. наук Визелем А. А.

Замечания читателей по книге просьба направлять в издательство «Связь» по адресу: 101000, Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

Предисловие

НАЗНАЧЕНИЕ КНИГИ

Данная книга является учебным пособием для инженеров электросвязи в области передачи информации. Она предназначена для слушателей одногодичных курсов. Этот курс читался в течение многих лет, постоянно дополняясь, научными сотрудниками лабораторий Белл для повышения квалификации инженерно-технического персонала фирмы.

Для того чтобы успешно прослушать этот курс, требуется инженерное образование в области электротехники (или в смежной области). Однако курс рассчитан также на слушателей с достаточным багажом общих знаний, поэтому большое количество слушателей, обладая знаниями в областях физики, механики и других дисциплин, ознакомились с этим курсом, не испытывая значительных трудностей.

ПОСТРОЕНИЕ МАТЕРИАЛА

В настоящем издании, в отличие от предыдущих, основные принципы электросвязи изложены отдельно от описания конкретных систем. Таким образом, первые 11 глав, составляющие около трети всего объема книги, посвящены принципиальным вопросам. Следует признать, что такое построение материала может озадачить читателя, стремящегося получить практическую помощь от курса по проектированию систем передачи, однако оно способствует более последовательному изложению материала.

В первых трех главах приводятся требования, предъявляемые к системам передачи, вводятся основные определения и термины, а также описываются методы, с помощью которых решаются задачи передачи информации по каналам связи. В гл. 4 описаны способы передачи тональных частот. Главы с 5-й по 11-ю посвящены методам преобразования сигналов в вид, удобный для передачи по высокочастотным линиям, характеристикам многоканальных речевых сигналов и основным проблемам шумов, нелинейных искажений и переходных влияний. В настоящее время, а также на протяжении, по крайней мере, нескольких последующих лет, речевые сигналы составляют наибольшую часть нагрузки. Поэтому в этих главах наибольшее внимание уделяется передаче именно речевых сигналов, хотя и другие виды информации, такие, как видеотелефонная, а также передача данных приобретают все большее значение.

За этим, по существу, вводным материалом, следуют три основные главы, посвященные конкретным системам передачи, которые в соответствии с примененным принципом преобразования сигналов называются системами с АМ, с ЧМ и дискретными. Изложение заканчивается рассмотрением вопросов передачи видеосигналов и высокоскоростной передачи данных.

Приведенный материал соответствует современному уровню техники. Авторы и издатели совершенно уверены, что нынешние слушатели будут разрабатывать системы будущего, однако опыт показывает, что эти системы будут создаваться на основе достижений современной техники связи и в соответствии с тенденциями сегодняшнего дня. Следует также признать необходимость совмещения любой новой системы с системами на уже существующей сети связи. Таким образом, приступая к разработке системы, необходимо учитывать как современное состояние техники, так и тенденции ее развития в самом ближайшем будущем.

СОСТОЯНИЕ РАЗВИТИЯ ТЕХНИКИ

Вышеизложенное может показаться консервативным, так как техника связи быстро развивается в новых и совершенно неожиданных направлениях. В последнее десятилетие были разработаны, внедрены в производство и сданы в эксплуатацию системы связи, построенные на твердотельных дискретных элементах. Революционный переход от техники электровакуумных приборов 40-х и начала 50-х годов был настолько стремителен, что в современных системах практически невозможно найти электровакуумный прибор. Даже в выходных каскадах передатчиков СВЧ диапазона в ближайшем будущем появятся полупроводниковые приборы, в которых используется объемный эффект.

В настоящее время мы становимся свидетелями первой стадии широкого использования тонкопленочных интегральных схем. Становится возможным строить наземные недорогие устройства на схемах, которые на порядок сложнее тех, что использовались несколько лет назад. При этом прецизионность изготовления современных компонентов ранее казалась недостигаемой.

Нет сомнения в том, что мы присутствуем при зарождении нового поколения систем связи, отличного от поколения систем, которые строились на полупроводниковых дискретных элементах и, в свою очередь, существенно отличались от систем на электровакуумных приборах. Как всегда, когда происходят такие коренные изменения, следует не просто создавать в чем-то лучшие и более дешевые варианты старой аппаратуры, а разрабатывать принципиально новые устройства на базе новых приборов, реализация которых без этих приборов была невозможной.

Лаборатория Мерримэк Вэлли
Сентябрь 1969

Административный Директор отдела систем передачи Е. Ф. О. Нейл

1. ГЛАВА

Канал связи

Основной частью телефонной системы передачи является канал передачи сообщений — канал связи. В широком, классическом смысле под сообщением подразумевается информация, которая может быть передана от источника сообщения к самому удаленному месту назначения, независимо от того, что передается: речь, изображение, написанный текст или данные [1]. В телефонной терминологии слово «сообщение» часто использовалось для того, чтобы обозначить речь, и для того, чтобы отличить каналы, предназначенные для передачи речи, от каналов других видов: телеграфных, вещательных, видеоканалов. Здесь под *каналом связи* следует понимать стандартный телефонный канал тональной частоты, требования к характеристикам которого главным образом обусловливаются необходимостью обеспечить соответствующее качество телефонной передачи, хотя следует учитывать возможность передачи данных и других видов сообщений в спектре тональных частот, а также сигналов управления.

1.1. СВОЙСТВА СИГНАЛОВ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО КАНАЛУ СВЯЗИ

Канал связи может обеспечить удовлетворительное качество передачи следующих видов сообщений: разговорного телефонного сигнала; тональных сигналов вызова и установления соединения; сигналов передачи данных в спектре тональных частот.

Наиболее часто приходится, конечно, сталкиваться с разговорным сигналом.

РАЗГОВОРНЫЙ ТЕЛЕФОННЫЙ СИГНАЛ

Телефонный аппарат является преобразователем энергии акустического сигнала, поступающего от абонента, в энергию электрического сигнала, которую можно передавать по проводам.

Постоянный ток обычно подается с телефонной станции по проводам, идущим к абонентскому аппарату. Изменения звукового давления изменяют сопротивление угольного микрофона, в ре-

зультате чего модулируется постоянный ток. Сигнал, приходящий на телефонную станцию, представляет собой сигнал постоянного тока, характеризующий положение рычажного переключателя в телефонном аппарате, модулированный тональной частотой. Именно его обычно называют разговорным телефонным сигналом.

Основная энергия разговорного телефонного сигнала, поступившего на телефонную станцию, сосредоточена в полосе частот от 100 Гц до 5 кГц, которая зависит как от характеристик человеческого голоса, так и от ограничения полосы частот телефонным аппаратом и абонентской линией. Этой полосы частот более чем достаточно для получения хорошей разборчивости, поэтому ее пытаются ограничить, чтобы улучшить характеристики при наличии помех и шумов. Оптимальное соотношение между экономическими показателями и качеством передачи обычно достигается при полосе частот от 200 до 3300 Гц.

Таким образом, можно считать, что основная энергия телефонного разговорного сигнала содержится в этой полосе частот.

Изменение формы разговорного сигнала во времени характеризовать довольно сложно. Тональные частоты, образующие основной разговорный сигнал, модулируются по амплитуде в соответствии со слогами (несколько раз в секунду). Вдобавок, паузы между фразами, которые делает говорящий, ведут к тому, что энергия речи сосредоточена в «разговорных импульсах» средней продолжительностью в 1 с, разделенных промежутками времени порядка 1 с. Иначе говоря, разговорный сигнал состоит из распределенных случайным образом всплесков энергии случайной продолжительности. Поэтому точно измерить разговорный сигнал очень сложно.

Несмотря на указанные трудности, величину разговорного телефонного сигнала необходимо каким-то образом измерить и описать, причем так, чтобы ею можно было пользоваться при проектировании и эксплуатации систем передачи. Для этого был разработан специальный прибор — волюметр, предназначенный для приближенного измерения действующего значения напряжения в слоговом интервале. Поэтому прибор не позволяет определить активность[1] говорящего, а только показывает, насколько громко он говорит.

Говорящий, делающий много пауз, может говорить с более высоким волюмом[2], чем тот, который говорит непрерывно, однако непрерывно говорящий абонент имеет бо́льшую среднюю мощность. Связь волюма, измеренного в единицах волюма — vu, со средней мощностью обычно устанавливают в результате преобра-

---

[1]) Определения терминов «активность говорящего», «коэффициент активности» и др. приводятся в гл. 6. (Прим. ред.).

[2]) Волюм (динамический уровень) согласно определению МККТТ представляет собой величину, характеризующую громкость при передаче телефонных сообщений и при передаче вещания. Волюм измеряется специальным прибором — волюметром (измерителем динамического диапазона). За единицу измерения волюма принят vu (волюм юнит). (Примеч. ред.)

зования величины волюма, создаваемого непрерывно говорящим абонентом, в среднее значение, выраженное по мощности в децибелах (дБм), по формуле

$$P_{ср} = \text{vu} - 1{,}4, \qquad (1.1)$$

где постоянная преобразования 1,4 дБ — эмпирическая величина, полученная в результате чтения текста различными людьми. Средняя мощность разговорного сигнала телефонного абонента, слушающего часть времени, определяется из средней мощности разговорного сигнала непрерывно говорящего абонента при введении коэффициента активности τ_L:

$$P_{ср} = \text{vu} - 1{,}4 + 10\log \tau_L . \qquad (1.2)$$

Пик-фактор речи, определяемый как отношение пиковой мощности к средней, относительно высок и зависит от активности говорящего. Было эмпирически установлено, что пик-фактор обычного непрерывно говорящего абонента приблизительно составляет 19 дБ. Для говорящего с меньшей активностью пиковые значения не изменяются, но средняя мощность уменьшается из-за коэффициента активности τ_L.

Было найдено, что значения волюма на телефонной станции распределены нормально между значениями от —14 до —25 vu, измеренными в точке с относительным нулевым уровнем и средним квадратическим отклонением от 4 до 6,5 дБ, зависящим от географического расположения и типа разговаривающего. Телефонный коэффициент активности τ_L также подвержен некоторым колебаниям. Обычно за типичное значение принимается $\tau_L = 0{,}25$. Из этих соображений следует, что в системе передачи можно ожидать появление абонента с величиной волюма — 40vu и средней мощностью разговорного сигнала — 41,4 дБм, и сигнал не должен искажаться при увеличении уровня мощности на +10 дБм из-за абонента, говорящего более громко.

Отношение сигнал/шум, обычно используемое в качестве критерия оценки характеристик систем связи, имеет очень ограниченное применение при оценке телефонного канала из-за двух следующих факторов. Как уже говорилось, мощность сигнала может колебаться в значительных пределах, так что отношение сигнал/шум величина далеко не постоянная. Кроме того, субъективные тесты показали, что шумы или какие-либо помехи в телефонном канале особенно раздражают абонентов в те интервалы времени, когда никто не разговаривает. Обычно вместо того, чтобы пользоваться отношением сигнал/шум, задается максимальная мощность шума, допустимая в канале связи, при передаче же данных, где уровни можно измерить более точно и шум в паузах «молчания» не так важен, можно пользоваться преимущественно отношением сигнал/шум.

Однако уровни передач таковы, что соответствующее отношение сигнал/шум удается получить, если контролировать абсолютную мощность шумов.

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ВЫЗОВА И УСТАНОВЛЕНИЯ СОЕДИНЕНИЯ ТОКАМИ ТОНАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ

Кроме речевого сигнала телефонная система передачи должна передавать специальные сигналы управления на другой конец связи. По цепи между телефонной станцией и абонентом передаются следующие сигналы: постоянным током для дистанционного управления (при снятой или лежащей на месте телефонной трубке), импульсы набора номера, а также сигналы вызова переменным током частотой 20 Гц. Эту информацию на центральной станции можно преобразовать для передачи по специальным сигнальным проводам, называемым проводами *E* и *M*. Сигналы, передаваемые постоянным током по проводу *M* с вызывающей станции, поступают в провод *E* на вызываемой станции и наоборот. Для сигнализации можно также использовать выделенный канал (использование общего сигнального канала очень заманчиво в будущем), однако оказалось наиболее удобным передавать эту информацию по стандартному каналу тональной частоты. Так как такой канал имеет частоту среза порядка 200 Гц, сигналы, передаваемые по проводам *E* и *M* постоянным током, следует преобразовать. В качестве стандартной системы управления в ВЧ системах передачи принята одночастотная система сигнализации.

ОДНОЧАСТОТНАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ

При такой системе сигнализации по проводу *M* посылается в линию синусоидальный сигнал частотой 2600 Гц. Наличие этого сигнала говорит о том, что трубка лежит на рычаге, в то время как отсутствие этого сигнала указывает, что абонент снял трубку. Это означает, что в незанятом канале присутствует синусоидальный сигнал частотой 2600 Гц, посылаемый в каждом направлении передачи[1]).

Номинальный уровень каждого такого сигнала составляет —20 дБм0, так что в 1000-канальной системе, имеющей только свободные каналы, в каждом направлении передается мощность, равная 10 дБм0, свидетельствующая о незанятости каналов.

Важно, чтобы требования к системе сигнализации входили в требования ко всей системе передачи.

Адресация. Адресация или указание номера вызываемого абонента производится вызывающим абонентом. Это делается различными способами, как, например, сообщая номер телефонистке или набирая его диском телефонного аппарата.

При централизованной автоматической системе учета стоимости разговоров адресная информация может также содержать номер вызывающего абонента.

При наборе номера диском телефонного аппарата обрывается токовая цепь между абонентом и телефонной станцией. В неко-

[1]) В СССР не применяется посылка синусоидальной частоты в незанятые каналы. (Прим. ред.)

торых типах станций для передачи импульсов используется провод *M*, по которому передаются импульсы частотой 2600 Гц. Если такой импульсный набор применяется на междугородных станциях, то номинальный уровень сигнала должен быть —12 дБм0.

Обычно адресная информация передается через междугородную станцию путем преобразования импульсов набора номера или сигналов тональной частоты в систему посылки многочастотных сигналов. В этой системе для передачи адресной информации используются шесть тональных частот (700, 900, 1100, 1300, 1500 и 1700 Гц). Она позволяет передавать до семи цифр набора в секунду, причем каждая цифра набора передается в виде комбинации двух частот из шести импульсами продолжительностью 68 мс с уровнем —6 дБм0 для каждой частоты или —3 дБм0 для двух частот. Такие высокие уровни допустимы из-за их малой продолжительности. Чтобы эффективнее использовать дорогие междугородные линии, вся адресная информация при многочастотной системе передается в течение 1—1,5 с. Это означает, что информация, набираемая абонентом, накапливается на станции до окончания набора, а затем передается. Аналогично телефонистка набирает вызов на кнопочной тастатуре и сигнал передается, когда телефонистка полностью набирает адресную информацию.

ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В ДИАПАЗОНЕ ТОНАЛЬНЫХ ЧАСТОТ

Существует два подхода к проблеме успешной передачи данных. В первом случае составляется план передачи данных с учетом существующих средств передачи. Это скорее проблема оптимального размещения источников сигналов передачи данных, чем разработка системы, и она здесь не рассматривается. В другом случае предполагается предъявить дополнительные требования к каналу связи для передачи данных. В пределе при втором подходе потребуется иметь идеальный канал связи. Из экономических соображений необходимо строго ограничить меры по улучшению каналов тональной частоты для передачи по ним данных. Однако требования к системам передачи непрерывно растут для того, чтобы улучшить передачу как телефонных сигналов, так и сигналов передачи данных. Следовательно, новые требования необходимо разработать таким образом, чтобы сделать характеристики канала оптимальными как для передачи данных, так и для передачи телефонных разговоров.

Например, рассмотрим случай наличия импульсных помех в телефонной системе. Такие помехи возникают обычно возле коммутационных залов из-за работы реле и могут влиять на системы передачи. В каналах тональной частоты такая импульсная помеха создает эффект потрескивания, который приемлем, если только мощность импульсов не становится значительной. Однако в каналах передачи данных наличие импульсной помехи вызывает ошибки, достаточно серьезные даже при малой средней мощности импульсной помехи из-за малой частоты следования импульсов. Оче-

видно, что если каналы тональной частоты будут использоваться для передачи данных, то и требования к допустимой величине импульсных помех в этих каналах должны быть такие же, как и при передаче данных.

Другим примером является ограничение, накладываемое на искажение формы сигналов при передаче данных. Как будет показано в гл. 2, при демодуляции сигнала, передаваемого с одной боковой полосой (ОБП), требуется при приеме точно восстановить форму несущей, использованной при модуляции. Любые фазовые и частотные искажения ведут к квадратурным искажениям формы сигнала. Такие искажения формы мало сказываются на речевом сигнале, но они серьезно влияют на качество передачи данных. Для увеличения возможности использования каналов тональной частоты для передачи данных к новой аппаратуре уплотнения предъявляются более жесткие требования по обеспечению стабильности восстановленной несущей частоты. Хотя конечным результатом и является улучшение качества канала, однако субъективно улучшение качества каналов тональной частоты не оправдывает требуемых дополнительных усилий. При существующем методе фазирования генераторов улучшение качества передачи данных оправдывает затраченные усилия, даже если передача данных составляет малый процент в общей загрузке системы. Вообще, усовершенствования телефонной системы, предназначенные для приспособления ее к передаче данных, ограничены экономическими и практическими соображениями.

ВИДЫ ДАННЫХ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ В ДИАПАЗОНЕ ТОНАЛЬНЫХ ЧАСТОТ

При проектировании систем передачи необходимо знать форму сигналов передачи данных, с которыми обычно приходится сталкиваться. Исходный цифровой сигнал представляет собой последовательность импульсов, которые в закодированном виде несут информацию, необходимую для передачи. Форма этих сигналов определяется составляющими различных частот, от постоянной составляющей до достаточно высоких частот, обусловленных крутизной фронтов импульсов. Для передачи этой информации по телефонному каналу требуется сузить полосу частот до ширины канала тональной частоты, т. е. от 200 до 3300 Гц[1]. При этом сигналы передачи данных допускают значительные фазовые искажения на краях полосы частот. Высокочастотные составляющие сигналов обусловлены соответствующей формой импульса и ограничены максимальной частотой следования импульсов. Низкочастотные составляющие возникают при модуляции несущей тональной частоты сигналом передачи данных.

Простым, но редко применяемым видом модуляции при передаче двоичной информации является амплитудная модуляция то-

[1] В СССР ширина канала ТЧ, в соответствии с существующими нормами и рекомендациями МККТТ, 300—3400 Гц. (Прим. ред.)

нальной несущей частоты (n-информацию можно передавать n различными уровнями, допустимыми для несущей). Пиковая мощность такого сигнала на 3 дБ превышает максимально допустимую мощность несущей. Средняя мощность его за длительное время зависит от вероятности появления различных уровней импульсов.

Более часто используемым способом преобразования сигнала передачи данных по каналу связи является изменение частоты тональной несущей дискретным сигналом. Такой способ, называемый частотной манипуляцией, использован в США в аппаратуре передачи данных типа 202. Чтобы передать двоичные сигналы, используют частоту 1200 Гц, характеризующую наличие импульса, и 2200 Гц, характеризующую наличие паузы. Стандартная мощность несущей частоты в таких системах составляет —13,0 дБмО. Пиковые значения таких сигналов лишь на 3 дБ выше их среднего значения, таким образом, пиковые значения сигналов передачи данных значительно меньше пиковых значений разговорного сигнала.

Следующим способом преобразования сигнала передачи данных является модуляция фазы тональной несущей частоты. Этот способ является наиболее эффективным по сравнению с амплитудной и частотной модуляциями, и поэтому он часто используется, когда требуется увеличить пропускную способность канала связи. В аппаратуре передачи данных типа 201, применяемой в США, используется четырехфазная модуляция. Амплитуда несущей при этом остается такой же, как в системах с частотной манипуляцией, и все сказанное ранее остается справедливым.

ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В УЗКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

При использовании телетайпа и других телеграфных аппаратов цифровые данные передаются на сравнительно низких скоростях (менее, чем несколько сотен бит в секунду). Для этого были разработаны многоканальные системы, с помощью которых несколько узкополосных сигналов передачи данных объединяются для передачи по одному каналу связи. Суммарный сигнал, преобразованный из нескольких узкополосных сигналов, по своим параметрам — средней мощности, мощности отдельных частотных составляющих и распределению мощности во всей полосе канала связи — должен соответствовать разговорному сигналу.

Например, средняя мощность каждого из N узкополосных каналов, уплотняющих телефонный канал, должна быть на 10 log N [дБ] меньше мощности, допустимой для одного телефонного канала. Аналогично параметры широкополосного канала передачи данных, занимающего N телефонных каналов, должны приблизительно соответствовать параметрам используемых телефонных каналов. Так, полная средняя мощность может быть на 10 log N [дБ] больше, чем мощность, допустимая для одного телефонного канала, но без концентрации энергии на какой-нибудь одной частоте.

1.2. ТРЕБОВАНИЯ К КАНАЛУ СВЯЗИ

Разговорный телефонный сигнал в виде внятных звуков поступает на микрофон телефонного аппарата. Задачей телефонной связи является доставка точной копии этого сигнала к уху вызываемого абонента.

Насколько хорошо абонент будет слышать и говорить по каналу, а также его мнение о качестве передачи, будет зависеть от следующих факторов:

1) акустического давления, которое создается разговорным сигналом при приеме и зависит от КПД передатчика (микрофона) и приемника (телефона) и от затухания между ними, а также от акустического давления, создаваемого говорящим;

2) величины и характера мешающих шумов;

3) частотной характеристики, полосы пропускания, амплитудных искажений и (в меньшей степени) от фазовых искажений группового времени запаздывания сигнала;

4) величины сигнала эха и времени его запаздывания;

5) слышимых переходных разговоров, особенно, если они разборчивы или хотя бы кажутся таковыми.

Кроме перечисленных существует еще целый ряд недостатков, которые будут рассмотрены в процессе изучения требований, предъявляемых к каналу связи. Например, звуки различной частоты и характера, резкие изменения усиления и фазы, трески ухудшают качество передачи. Более того, дополнительные требования выдвигают специальные службы, такие, как телеграф, вещание и фототелеграф.

Связь между требованиями к характеристикам канала связи и требованиями к разрабатываемым специализированным системам передачи является не такой простой, как это кажется с первого взгляда.

Общие требования к системе передачи должны состоять из требований к отдельным частям системы, обоснованных как с экономической точки зрения, так и с точки зрения возможности их реализации. Такое разделение осложнено тем, что требования к системам передачи постоянно растут. Важно, чтобы любые разработки систем обеспечивали их жизнеспособность. Таким образом, требования, предъявляемые к характеристикам определенной системы, должны позволять вносить в них в будущем предвидимые изменения. Так как при разработке систем приходится рассматривать широкий круг вопросов, значительная часть усилий направляется на постановку и оценку этих вопросов с тем, чтобы учесть их в технических требованиях на разрабатываемые системы.

ПОНЯТИЕ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

Понятие *качества обслуживания* обычно используется при определении приемлемых характеристик канала связи. Оно связывает распределение мнения абонентов с распределением характе-

ристик сети, обеспечивающих получение ожидаемого процента мнения абонентов определенной категории. Качество обслуживания определяется интегралом:

$$\int_{-\infty}^{\infty} P(R/x) f(x)\, dx, \tag{1.3}$$

где $P\ (R/x)$ — функция распределения вероятности того, что абонент отнесет соответствующий влияющий фактор к соответствующей группе оценок R; $f(x)$ — функция плотности вероятности появления этого влияющего фактора. Функция распределения $P\ (R/x)$ находится путем проведения субъективных тестов, показывающих типичную реакцию абонентов при различных контролируемых уровнях влияющих факторов (шум, волюм, ширина полосы пропускания или какие-нибудь другие факторы, влияние которых необходимо определить). Функция плотности вероятности $f(x)$ характеризует качество всей системы при влиянии данных факторов.

При определении критерия качества оборудования проблема должна решаться наоборот, т. е. для заданного качества обслуживания должна находиться соответствующая функция $f(x)$. Качество обслуживания в существующей системе обычно определяют по схеме, показанной на рис. 1.1.

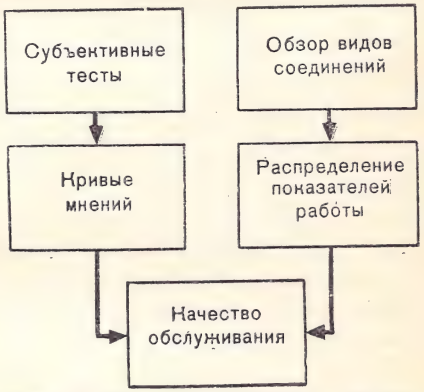


Рис. 1.1. Последовательность определения качества обслуживания

Выражение (1.3) упрощается, если в частном случае распределение $P\ (R/x)$ и плотность вероятности $f\ (x)$ подчинены нормальному закону. Например, предположим, что в результате субъективных тестов вероятность оценки качества обслуживания $P\ (R/x)$ как хорошего или очень хорошего равна 0,5, в то время как среднее значение x равно P_0 при среднеквадратическом отклонении σ_p. Далее допустим, что оборудование обеспечивает случайное появление влияющего фактора со средним значением F_0 и средним квадратическим отклонением σ_F. Следует оценить качество обслуживания при хороших или очень хороших характеристиках системы.

В большинстве практических случаев влияющий фактор будет выражаться в логарифмических величинах (децибелах) и иметь нормальное распределение также в децибелах. Для этого примера предполагается, что чем сильнее влияющий фактор, тем он менее желателен (это справедливо для шумов или затухания, но не обя-

зательно для разговорного волюма). При таких условиях можно очень легко определить качество обслуживания.

Предположим, что как $f(x)$, так и $P(R/x)$ распределены по нормальному закону при их измерении в децибелах со средними значениями F_0 и P_0 и средними квадратическими отклонениями σ_F и σ_p соответственно. Подставляя эти распределения в выражение (1.3), получаем двойной интеграл, с помощью которого можно оценить качество обслуживания. Можно показать, что результирующее распределение $Z(x)$ (рис. 1.2) также подчинено нормаль-

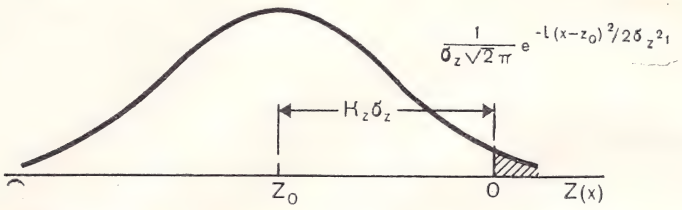


Рис. 1.2. Функция распределения вероятности по нормальному закону

ному закону при выражении его в децибелах и имеет среднее значение вида

$$Z_0 = F_0 - P_0 \tag{1.4}$$

и среднее квадратическое отклонение, описываемое выражением

$$\sigma_z = \sqrt{\sigma_F^2 + \sigma_p^2}. \tag{1.5}$$

Ясно, что когда $Z(x) < 0$, величина влияющего фактора меньше той, при которой еще получается хорошее или очень хорошее обслуживание. Таким образом, только для $Z(x) > 0$ величина влияющего фактора является слишком большой для получения хорошего или очень хорошего обслуживания.

Тогда согласно рис. 1.2

$$G_s = 1 - \frac{1}{\sigma_z\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} e^{-\left[(x-z_0)^2/2\sigma_z^2\right]} dx, \tag{1.6}$$

где G_s — качество обслуживания хорошее или очень хорошее.

Этот интеграл вычислен и сведен в стандартные таблицы при заданных Z_0 и σ_z. Обычно задачей телефонной системы является обеспечение хорошего или очень хорошего качества обслуживания на 95%, т. е. менее чем 5% разговоров допускается в категорию с оценкой удовлетворительно и незначительное число разговоров в категорию с оценкой плохо.

Подразумевается, что понятие качества обслуживания можно применить, оценивая характеристики системы передачи при наличии какого-нибудь одного влияющего фактора, в то время как

на все остальные возможные ухудшения качества передачи не обращается внимание. Такое предположение, конечно, не всегда правомерно. Эффекты взаимодействия обычно уменьшаются, если поддерживать значения всех влияющих факторов (кроме того, влияние которого исследуется) на номинальных уровнях и изменять величину того фактора, который исследуется. Это основное положение принято в последующих исследованиях наиболее важных влияющих факторов, возникающих при передаче, хотя часто приходится учитывать и другие факторы.

ВОЛЮМ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА

Основной проблемой передачи информации является обеспечение соответствующей величины сигнала при приеме. Это достигается ограничением в разумных пределах затухания при телефонном соединении и, конечно, сильно зависит от самих телефонных аппаратов. Ожидаемые пределы изменений затухания можно определить серией субъективных испытаний. Результаты одной серии таких испытаний приведены на рис. 1.3. Среднее значение для каждой кривой определяется величиной волюма в точке 50%.

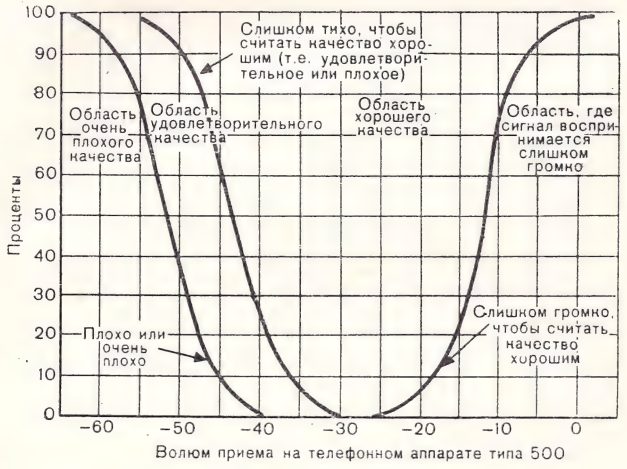


Рис. 1.3. Оценка волюма принимаемого сигнала

Среднее квадратическое отклонение в распределении, близком к нормальному, можно найти, определяя разность уровней приема (в единицах измерения волюма) в точках, соответствующих значениям 50% и 84% (или 16%). Из рис. 1.3 следует, что эта величина принимает значение порядка 5vu (или 5 дБ). По этим данным, оценивающим, насколько абонентов удовлетворяет данное распределение волюма приема в целом ряде разговоров, можно определить качество передачи.

065786

ШУМ

Под шумом, в самом общем смысле, подразумевается любой сигнал, присутствующий в канале связи, кроме полезного. Эффект его присутствия зависит от приемника полезного сигнала, будь то человеческое ухо или прибор.

Чтобы обеспечить хорошее качество обслуживания при всех видах услуг, необходимо измерять шум по шкале, отражающей общую величину вносимых ухудшений. Вообще ухудшение, вносимое в передачу речи, учитывается средней эффективной величиной шума, измеренной за короткий промежуток времени. Измерительный прибор (типа 3) с взвешивающим контуром типа С был разработан в США как раз для измерения шума таким способом. Вообще, ухудшения, вносимые в передачу данных, учитываются пиковыми значениями шума, превышающими заданный уровень.

Измеритель шума (типа 6) был разработан в США для подсчета таких пиковых значений. Каждый из этих типов приборов будет описан в дальнейшем по очереди.

ШУМ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

Величина шума, измеряемая измерителем шума (типа 3), характеризует мешающий эффект, создаваемый при передаче речи. Шум в канале связи определяется средним уровнем шума за короткий промежуток времени, измеренным с помощью измерителя шума типа 3, или его эквивалентом с использованием взвешивающего контура типа С.

Связь между полученной величиной и мнением абонентов об ухудшении качества была определена субъективными испытаниями. Оценки влияния шума при разговоре двух абонентов основаны на методе, описанном ранее. Независимо от субъективных испытаний производятся измерения шумов для определения шумовых характеристик системы. Эти результаты объединяются для того, чтобы понять, когда абоненты будут удовлетворены существующим качеством обслуживания, и указать области, где необходимо повысить качество обслуживания абонентов.

Субъективные испытания проводились с помощью телефонного аппарата типа 500 при постоянной величине волюма приема и изменяющемся шуме, представляющем собой сумму мощностей фона переменного тока, шума коммутации и теплового шума [2].

Качество канала при наличии шума оценивалось оценками отлично, хорошо, удовлетворительно, плохо или неудовлетворительно. Результаты этих испытаний, представленные на рис. 1.4 в виде ряда семейств кривых, показывают пропорцию отличной, хорошей или очень хорошей, удовлетворительной или хорошей и плохой или удовлетворительной оценок при данных уровнях шумов.

При математической обработке мнений хорошее приближение получается при использовании нормального закона распределения для полученных точек. В этом случае каждая кривая определена

в точке, соответствующей 50% (среднее значение), и имеет среднее квадратическое отклонение нормально распределенной случайной величины.

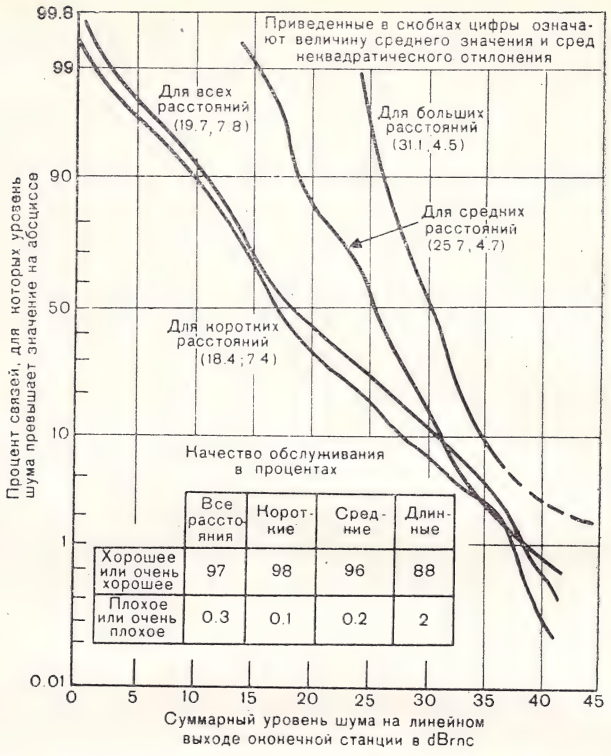
Рис. 1.4. Кривые для оценки шума в канале

Был также произведен обзор шумовых характеристик при междугородных соединениях (рис. 1.5). Результаты этого обзора вместе с субъективными испытаниями качества обслуживания, также приведенные на рис. 1.5 [3], показывают, что хотя общее качество обслуживания, выраженное оценкой хорошо или очень хорошо, составляет 97%, для соединений на дальние расстояния такая оценка получена только в 88% случаев. Причиной ухудшения качества разговоров на дальние расстояния является удвоение шума при удвоении расстояния. Так как с увеличением расстояния количество разговоров стало быстро уменьшаться, то эти разговоры, хотя и важны в отдельных случаях, имеют малый вес при общей оценке качества обслуживания.

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ШУМЫ

Характеристики ВЧ шумов при связях большой и малой протяженности были изучены для того, чтобы удовлетворить требования абонентов при соединении систем для создания связей длиной от 1000 до 4000 миль. Источником этих шумов является не только линейный тракт, но и оконечное многоканальное оборудование.

ВЧ система связи на короткие расстояния предназначена для использования на расстояния, меньшие 250 миль. ВЧ система связи на дальние расстояния предназначена для использования на трассах протяженностью свыше 400 км. Оптимальное распределение суммарного шума между системами не является прямо пропорциональным расстоянию. Из экономических соображений в системах связи на короткие расстояния желательно допустить бо́льшую величину шума на единицу длины.



Качество обслуживания в процентах

	Все расстояния	Короткие	Средние	Длинные
Хорошее или очень хорошее	97	98	96	88
Плохое или очень плохое	0.3	0.1	0.2	2

Рис. 1.5. Распределение шумов на междугородных линиях, полученное при обзоре данных за 1962 г.

Так как маловероятно, что система общей связи будет состоять из нескольких последовательно включенных систем на короткие расстояния, то максимально допустимая величина шума на единицу длины для систем на короткие расстояния почти не влияет на требования к шумам в системах, рассчитанных на дальние расстояния.

Предполагается, что в системах связи на короткие и дальние расстояния мощности шумов на любом участке трассы распределены по нормальному закону. Предполагается также, что средние значения этих распределений являются функциями длины линии (рис. 1.6), при этом считается, что среднее квадратическое отклонение постоянно и равно 4 дБ для всех расстояний.

Средние величины мощности шума были выбраны из условия 95% оценки качества обслуживания как хорошего или очень хорошего и составили 28 dBrnc0 [1] для участка длиной 60 миль системы связи на короткие расстояния и 34 dBrnc0 для участка длиной 1000 миль системы на дальние расстояния. Средние значения шу-

[1] Определение единицы измерения шума dBrnc0 дается в гл. 4. (Прим. ред.)

мов для участков другой длины можно получить из рис. 1.6, они прямо пропорциональны длине связи для всех систем протяженностью более 60 миль.

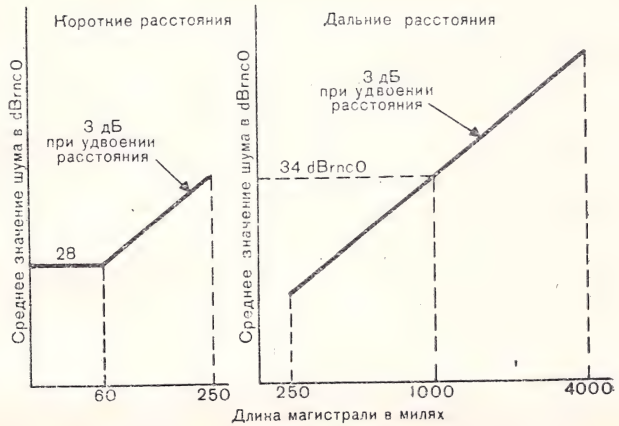


Рис. 1.6. Зависимость среднего значения величины высокочастотного шума от длины линии (среднеквадратическое отклонение равно 4 дБ по всей длине)

Распределение шумов между системами связи на короткие и дальние расстояния основано на шумовых характеристиках тех типов систем связи, которые разрабатываются в настоящее время, а также на экономической целесообразности уменьшения шумов в этих системах. Различные попарные сочетания этих характеристик позволяют оценить качество обслуживания как хорошее или очень хорошее для 95% случаев, но они не дают наиболее экономичного решения.

ИМПУЛЬСНЫЕ ШУМЫ

Под импульсным шумом понимается любой всплеск шума, превышающий эффективное значение уровня заданной величины. Эта величина номинально равна 12 дБ при полосе пропускания 3 кГц.

Оценка импульсного шума главным образом основана на помехоустойчивости сигналов передачи данных. Чувствительность сигналов к искажениям зависит от типа аппаратуры передачи данных и от характеристик передающей среды. Устройства передачи данных, в которых используются различные типы модуляции, позволяющие работать с различными скоростями, не будут обладать прежним качеством, если их подвергнуть воздействию импульсного шума.

Основными характеристиками передающей среды являются фазовые и амплитудные искажения, а также отношение действующего значения сигнала к амплитуде импульсной помехи. Характерис-

тики импульсной помехи определяются параметрами той аппаратуры передачи данных, которая наиболее чувствительна к импульсной помехе, а также другими параметрами, ухудшающими качество передачи.

Пиковую амплитуду импульсной помехи невозможно точно измерить, как невозможно точно подсчитать число импульсов. Большое количество тщательных измерений показало, что существует определенная граница для распределения пиковых амплитуд шума в разных условиях. Исследования показали, что степень ожидаемых искажений цифровой информации в отсутствие других мешающих факторов почти пропорциональна числу импульсов, превышающих эффективное значение сигнала передачи данных примерно на 2 дБ. Поэтому характеристики определяются при условии учета числа импульсов, превысивших заданный порог.

Если такие характеристики системы как затухание, фон переменного тока и т. д. удовлетворяют заданным требованиям и если количество импульсов с определенным пороговым уровнем амплитуд находится в заданных пределах, то искажения при передаче данных будут малы.

ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В СПЕКТРЕ ТОНАЛЬНЫХ ЧАСТОТ

Для аппаратуры передачи данных, работающих в спектре ТЧ на более высоких скоростях, величина ошибок порядка 10^{-5} была получена, исходя из среднего количества 1,5 импульсов в минуту. Для конечной числовой оценки с помощью соответствующих импульсных счетчиков следует принять ряд допущений, а также предусмотреть достаточный интервал времени для измерений. Таким образом, порог импульсного шума определяется как такой шум, при котором счетчик определенного типа подсчитывает пять импульсов за 5 мин (для пучков междугородных линий) или 15 импульсов за 15 мин (для одиночных каналов или абонентских линий).

Случайный характер импульсного шума требует, чтобы измерения проводились в течение длительного промежутка времени в одном канале или же в течение относительно короткого интервала времени в нескольких каналах. Это как раз и является причиной 15-минутных измерений на абонентских линиях и 5-минутных измерений на пучках междугородных линий.

ТАБЛИЦА 1.1

Пороговые уровни при определении величины импульсного шума на междугородных линиях при условии, что за 5 мин возникает не более 5 импульсов

Длина междугородной линии, мили	Пороговый уровень (dBrnc0)
1—125	53
125—1000	59
1000—2000	61
свыше 2000	64

На связи между двумя абонентами число импульсов не должно превышать 15 за 15 мин для 80% всех соединений при пороге шума, установленном на 6 дБ ниже уровня принимаемого

сигнала. Для этого на абонентской линии необходимо установить порог на уровне 59 dBrnc0, ограничивающий число импульсов до 15 за 15 мин. Еще труднее определить распределение импульсных шумов на междугородных линиях, так как величина порога шума зависит от длины междугородной линии, следовательно, от ее затухания.

В этом случае за исходную величину следует принять появление не более пяти импульсов за 5 мин, по крайней мере, в 50% междугородных линий каждой группы при пороговых уровнях, приведенных в табл. 1.1. При определении допустимой величины импульсного шума рассматриваются соответствующие характеристики различных ВЧ систем.

ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В ДРУГИХ ПОЛОСАХ ЧАСТОТ

Характеристики импульсного шума при передаче данных в узкой и широкой полосах частот определяются таким же способом, как и при передаче данных в спектре ТЧ. Различие состоит в полосе пропускания счетчика импульсов, которая во всех случаях зависит от того, какой канал используется для передачи данных. Из-за того, что импульсный шум, рассчитываемый для телефонной сети, не имеет плоской частотной характеристики, не всегда можно легко вычислить поправочный коэффициент для различных полос частот.

ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Частотную характеристику для полосы передаваемых частот обычно разбивают на две части: область граничных частот и область пропускания. Первая включает в себя точки на краях передаваемой полосы частот, где затухание по отношению к частоте 1000 Гц составляет 10 дБ или менее.

Амплитудные искажения внутри передаваемой полосы определяют допустимые отклонения амплитудной характеристики от ее значения на частоте 1000 Гц.

ОБЛАСТЬ ГРАНИЧНЫХ ЧАСТОТ

С точки зрения качества передачи полоса передаваемых частот не должна заметно меняться при различных видах соединений. Главными причинами, ограничивающими полосу частот, являются: выделение для канала полосы 4 кГц, принятое в большинстве ВЧ систем; трудности с получением требуемых характеристик фильтров и стоимость. Величины частотных ограничений являются компромиссными для этих факторов.

Частотные характеристики междугородных линий зависят от суммарного эффекта, вызываемого последовательным включением ВЧ оборудования, оборудования сигнализации, дифференциальных систем, станционной проводки и другого оборудования, кото-

рое может быть на междугородной линий[1]). Из-за такого многообразия оборудования междугородных линий частотные характеристики были ограничены. При их определении было указано, что для некоторого процента междугородных линий затухание на частотах 200 и 3300 Гц не должно превышать затухания на частоте 1000 Гц более чем на 10 дБ. Статистический контроль обычно осуществляется косвенным путем при разработке требований к отдельным частям оборудования. Эти требования должны быть более жесткими, чем те, что предъявляются ко всей линии.

ИСКАЖЕНИЯ В ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ

Колебания затухания в полосе пропускания междугородного канала необходимо контролировать для того, чтобы обеспечить хорошее качество передачи разговора и приемлемые искажения при передаче данных.

При сдаче линии в эксплуатацию иногда проводят испытания каналов, чтобы проверить качество передачи на отдельных частотах. Частоты и допустимые пределы зависят от типа системы связи.

ЯВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭХА И ЗАТУХАНИЕ

До некоторого времени на время замедления сигнала, как на источник ухудшения качества передачи, не обращали должного внимания. Субъективные испытания показали, что время замедления сигнала, как таковое, не обязательно ухудшает качество разговора, если только его суммарная величина менее 600 мс. Время замедления такой величины не встречается в системах, расположенных на Земле, но они значительны в системах спутниковой связи, где наблюдается появление эхо-сигнала, который ухудшает качество передачи.

ЯВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭХА И ГЕНЕРАЦИЯ

Эхо-сигнал можно получить в системе передачи из-за наличия в ней неоднородностей полных сопротивлений. Обычно телефонная система передачи состоит из некоторого количества устройств связи, включенных последовательно с помощью гибкой системы коммутации (рис. 1.7). Следует отметить, что сигнал может встречать значительную неоднородность полного сопротивления на каждой коммутационной станции. Однако можно разрабатывать междугородное оборудование таким образом, чтобы избежать серьезных неоднородностей при этих коммутациях, например, выравнивая полное сопротивление станционной проводки и соответствующим образом согласуя междугородные соединительные линии между собой.

---

[1]) Результаты измерений частотных искажений на междугородных линиях Белл Систем приведены в [4].

При этих условиях на оконечных междугородных телефонных станциях, а также на междугородных станциях более высокого класса необходимо иметь затухание отражения около 20 дБ.

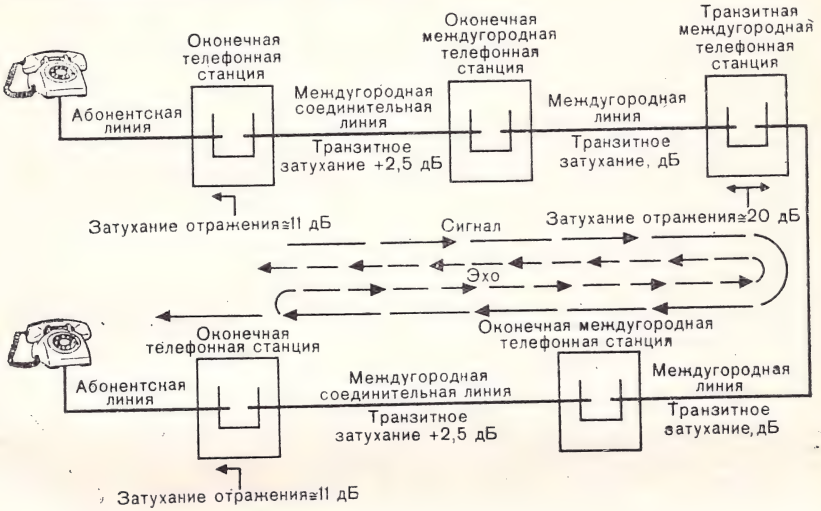


Рис. 1.7. Затухание отражения и путь эхо-сигнала при междугородном соединении

На оконечных телефонных станциях возникает ряд различных проблем. Абонентские линии очень сильно отличаются одна от другой из-за различной длины, диаметров проводов, окружающей среды и т. д. Как следствие этого, экономически невыгодно поддерживать среднее значение затухания отражения на оконечных станциях более чем 11 дБ при среднем квадратическом отклонении на 3 дБ выше для той части разговорного спектра, которая наиболее важна для образования эхо-сигнала, т. е. от 500 до 2500 Гц. Такое несоответствие полных сопротивлений вызывает отражение или эхо разговорного сигнала, которое возвращается к говорящему по каналу, по которому он слушает. Рис. 1.7 иллюстрирует такой путь эхо-сигнала. Если эхо не запаздывает (т. е. если соединение достаточно короткое), то оно совпадает с основным сигналом и не мешает. Однако при значительном времени его задержки на всем пути оно может мешать нормальному ходу разговора и даже прервать его.

Эхо-сигнал, идущий в направлении, противоположном основному сигналу, в том случае, когда его слышит говорящий, часто называют эхом говорящего. Если эхо говорящего еще раз отразится и пойдет в том же направлении, что и основной сигнал, то если его в этом случае слышит слушающий, оно называется эхом слушающего. Если телефонные каналы разрабатываются с учетом ограничения эхо-сигнала говорящего, то при этом автоматически выполняются аналогичные требования к эхо-сигналу слу-

шающего. Однако это положение не обязательно для передачи данных, и затухание отражения необходимо улучшать в некоторых абонентских линиях, используемых для передачи данных, включая контуры, корректирующие полное сопротивление.

На частотах, лежащих вне диапазона 500—2500 Гц, затухание отражения может быть менее 11 дБ. Опыт показал, что в спектре частот 250—500 Гц и 2500—3200 Гц затухание отражения обычно падает, хотя при этом качество передачи по-прежнему остается удовлетворительным. Многократное эхо на этих частотах, хотя субъективно и не мешает, может привести к генерации или к состоянию, близкому к генерации, особенно при особых условиях на оконечной станции, когда к линии подключена телефонистка. Недостаточно просто избегать генерации, более необходимо при соединении абонентов обеспечить достаточный запас устойчивости, чтобы избежать эффекта подзванивания, который характеризует плохое переходное состояние канала, близкое к возникновению генерации. Поэтому небходимо обеспечить некоторое затухание (около 4 дБ в одном направлении) даже на коротких междугородных линиях, где время замедления незначительно и сигнал эха не важен. Обычно в каналах дальней связи требуемое затухание определяется скорее требованиями к эхо-сигналу, чем защитой от генерации.

Для системы, показанной на рис. 1.7, не видно различия между двух- и четырехпроводными частями. Однако это мешает только в том случае, когда оно слышно. Таким образом, в двухпроводной системе любые отражения будут восприняты, как эхо-сигнал. С другой стороны, в четырехпроводной системе не будет передаваться эхо-сигнал, если только он не возникает в противоположном направлении передачи, что возможно только на дифференциальных системах, где осуществляется переход с двухпроводной части на четырехпроводную и наоборот.

Таким образом, дифференциальные системы часто неправильно обвиняют в создании эхо-сигнала, который в основном является результатом плохого затухания отражения.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭХО-СИГНАЛА

Величина эхо-сигнала, который слышит говорящий, будет зависеть от затухания на его пути, которое складывается из затухания отражения на дальнем конце и затухания на пути туда и обратно по каналу. В настоящее время затуханием в абонентской линии говорящего можно пренебречь. Однако, как было сказано ранее, реакция абонента на наличие эхо-сигнала зависит не только от его величины, но и от времени замедления, возникающего в результате разницы путей, пройденных эхо-сигналом и основным сигналом. Если время замедления нельзя уменьшить и если величина затухания отражения увеличена настолько, насколько это экономически целесообразно, величину эхо-сигнала можно уменьшить, увеличив затухание между говорящим и той точкой, где

произошло рассогласование, заплатив за это неизбежным уменьшением волюма на приеме.

Только что выбранные величины соответствуют вероятности того, что недовольство абонента характеристикой канала будет находиться в пределах 1% или даже меньше в том случае, когда эхо-сигнал присутствует. Величину затухания, которого необходимо в этом случае включить для удовлетворения этого требования при заданной величине замедления, можно определить, если принять во внимание, что:

1. Среднее значение и среднее квадратическое отклонение «степени терпимости» абонента к эхо-сигналу зависит от времени замедления.

2. Известны среднее значение затухания отражения, в результате которого возникает эхо-сигнал, и среднее квадратическое отклонение от этой величины.

3. Затухания каналов отклоняются от установленной номинальной величины.

Распределение, получающееся в результате комбинации отдельных распределений (которые близки к нормальным), позволяет выбрать среднее значение затухания, необходимого для удовлетворения условия, что только 1% абонентов будет недоволен наличем эхо-сигнала (при этом абонент и канал выбираются случайно). Вычислению этого среднего значения затухания должны предшествовать субъективные испытания. В табл. 1.2 приведены величины затухания на пути эха в зависимости от времени замедления, удовлетворяющие среднего абонента.

ТАБЛИЦА 1.2

Субъективное восприятие замедления эхо-сигнала

Замедление в результате прохождения всего пути, мс	Среднее требуемое значение затухания, дБ	Замедление в результате прохождения всего пути, мс	Среднее требуемое значение затухания дБ
0	1,4	60	22,7
20	11,1	80	27,2
40	17,7	100	30,9

Было установлено также, что реакция абонентов на эхо-сигнал распределена по нормальному закону со средним квадратическим отклонением 2,5 дБ для всех величин замедления. Сочетая это статистическое распределение с распределением отклонения величин затухания отражения и затухания соединительных линий, можно показать, что величина полного затухания, которая как раз удовлетворяет требованиям абонента к эхо-сигналу, определяется из следующего выражения:

$$A_E = \frac{M_E(d) - M_{RL} + 2{,}33\sqrt{\sigma_E^2 + \sigma_{RL}^2 + N\sigma_L^2}}{2}, \qquad (1.7)$$

где A_E — затухание эхо-сигналов; $M_E(d)$ — допустимое значение эхо-сигнала в децибелах, как функция замедления (табл. 1.2), M_{RL} — среднее значение затухания отражения (11 дБ); σ_E — среднее квадратическое отклонение распределения допустимого эхо-сигнала (2,5 дБ); σ_{RL} — среднее квадратическое отклонение распределения затухания отражения (3,0 дБ); σ_L — среднее квадратическое отклонение затухания соединительной линии (2,0 дБ); N — количество соединительных линий.

Значения, приведенные в скобках, использовались для построения зависимости требуемого затухания от времени замедления и числа линий (рис. 1.8).

Практически кривые, приведенные на рис. 1.8, аппроксимируются линейными зависимостями.

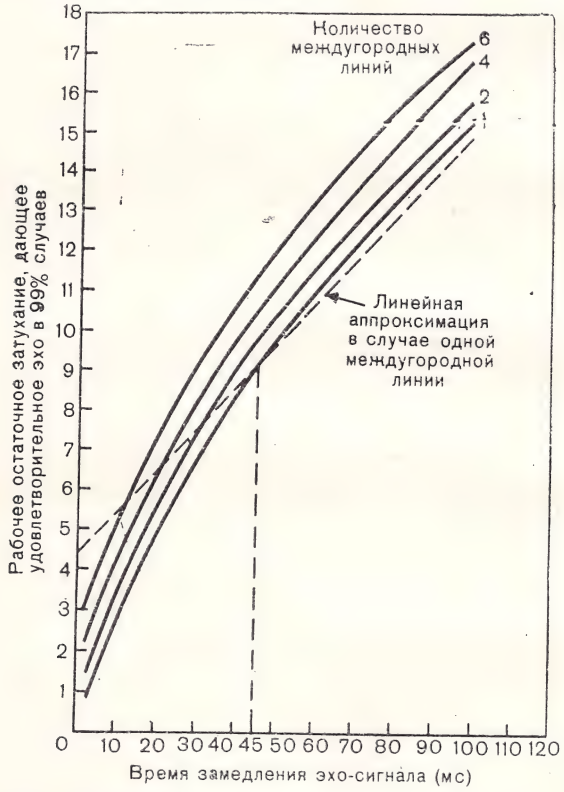


Рис. 1.8. Зависимость между временем замедления эхо-сигнала и допустимой величиной рабочего затухания линии

Аппроксимирующая функция для одной линии получена, исходя из необходимости повышенного затухания при малом времени замедления, чтобы избежать состояния, близкого к генерации, и необходимости контролировать шум, переходный разговор и загрузку системы.

Аппроксимирующие кривые для числа линий, большего, чем одна, можно построить, прибавляя 0,4 дБ (на каждую дополнительную линию) к величине затухания, которая требуется при одной линии. Это затухание примерно составляет разницу между точными кривыми затуханий. Для построения аппроксимирующих кривых используется следующее выражение:

$$a_r = 0{,}102\, t_3 + 0{,}4\, N + 4, \qquad (1.8)$$

где a_r — остаточное затухание; t_3 — полное время замедления; N — количество соединительных линий.

Это выражение используется для соединений, при которых полное время замедления не превышает 45 мс. При большем времени замедления требуемая величина затухания может помешать получению на приеме удовлетворительного волюма, поэтому линия оборудуется эхозаградителем.

ТРАНЗИТНОЕ ЗАТУХАНИЕ

Желательно задать полное остаточное затухание таким, чтобы каждая соединительная линия имела минимальное затухание, соответствующее ее длине и типу используемой аппаратуры. Для этого половину константы из выражения (1.8) необходимо приписать к каждой междугородной линии (4 дБ всего на каждое соединение) [1] и распределить оставшееся остаточное затухание между всеми линиями, включая сюда и междугородные, пропорционально времени замедления эхо-сигнала каждой линией. Этот остаток определяется как транзитное затухание, обычно сокращенно обозначаемое как VNL:

$$\mathrm{VNL} = 0{,}102 t_{31} + 0{,}4 \text{ [дБ]}, \qquad (1.9)$$

где t_{31} — время замедления эха одной линией.

Так как время задержки эхо-сигнала линией отнесено к длине линии, это выражение дается через длину и фактор транзитного затухания (VNLF):

$$\mathrm{VNL} = \mathrm{VNLF}\, l_1 + 0{,}4 \text{ [дБ]}, \qquad (1.10)$$

где l_1 — длина одного пути,

$$\mathrm{VNLF} = \frac{2 \times 0{,}102}{v},$$

v — скорость распространения.

Скорость распространения должна допускать появление замедления в среднем на всех оконечных станциях точно так же, как и в самой аппаратуре. Принятая величина VNLF для большинства систем составляет 0,0015 дБ/милю.

---

[1] Недавние изменения в методе определения затухания междугородных линий вынудили добавить к междугородным линиям оборудование, имеющее затухание 0,5 дБ, в результате чего устанавливается величина VNL (транзитное затухание) +2,5 дБ. Так как это оборудование относилось прежде к абонентской линии, затухание всего пути от абонента до абонента не изменилось.

ЭХОЗАГРАДИТЕЛИ

Эхозаградители уменьшают величину затухания, требуемого в линии. Однако они экономически оправданы только в соединениях с большим временем замедления.

В автоматической междугородной телефонной сети максимальное время замедления при связи внутри зоны главного узла достаточно мало, так что эхозаградители не нужны. Однако при связи между главными узлами (региональными центрами) возможно замедление более чем 45 мс. Поэтому все междугородные линии между главными узлами оборудованы эхозаградителями, как и линии с высоким коэффициентом использования длиной свыше 1565 миль или с величиной VNL, равной 2,6 дБ или больше.

ПЕРЕХОДНЫЙ РАЗГОВОР

Когда абонент разговаривает, он надеется, что его разговор не будет подслушан другими. Внятный переходный разговор порождает недовольство и нарушает тайну переговоров. Невнятный переходный разговор не нарушает тайны переговоров, но он все же раздражает. Таким образом, во всех случаях величина переходного разговора должна поддерживаться минимальной.

Будет ли переходный разговор действительно слышен или нет, зависит от многих причин. Эти причины можно разделить на два класса: те, что влияют на величину волюма и на частоту появления воспринимаемого переходного разговора, и те, что влияют на способность слушающего услышать его.

Первые можно лучше всего рассмотреть на примере упрощенной пары телефонных цепей, имеющих между собой переходный разговор, как это показано на рис. 1.9.

Рис. 1.9. Факторы, влияющие на волюм принимаемого переходного разговора

Более реальную картину дает большее количество влияющих цепей, однако факторы остаются теми же. Переходный разговор попадает в цепь, подверженную влиянию, только в том случае, если влияющая цепь активна.

Переходный разговор, принятый за это время, будет зависеть от громкости говорящего по влияющей цепи, затухания в точке перехода, переходного затухания между двумя цепями и затухания линии от точки возникновения переходного разговора до слушающего. Способность абонента слышать данный уровень переходного разговора будет зависеть от остроты его слуха в присутствии шума [1].

Только один из этих факторов непосредственно связан с переходным разговором и может контролироваться разработчиком. Этим фактором является переходное затухание между цепями. Таким образом, характеристики переходного разговора разрабатываются для ограничения величины переходного затухания в системе до величины, которая ограничит принимаемый уровень переходного разговора до приемлемо малого значения.

ХАРАКТЕРИСТИКИ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ

Требования к линейному переходному разговору основаны на влиянии эффекта внятного переходного разговора. Имеется очень мало данных о мешающем действии невнятного переходного разговора. Предполагается, что требования к нему могут быть такими же, как к внятному переходному разговору. При телефонном разговоре абонент занимает случайную соединительную линию. Поэтому явление прослушивания внятного переходного разговора является случайным событием, происходящим с определенной вероятностью.

Эту вероятность, или индекс переходного разговора, можно подсчитать, если использовать распределения тех факторов, которые были рассмотрены ранее.

Величина индекса (вероятности) переходного разговора для междугородной линии составляет 1 (1%) и 0,5 для всех остальных линий.

Обобщенная номограмма позволяет найти графическим путем индекс переходного разговора в зависимости от переходного затухания для любой точки из распределений величин, определяющих переходный разговор, приведенный ранее. Они были получены, исходя из предположения, что каждый из параметров распределен по нормальному закону, а затем было показано, что интеграл для определения индекса переходного разговора был функцией пяти параметров. Двумя из этих параметров являются коэффициент активности и число влияющих цепей. При построении этой номо-

---

[1]) Подразумевается, что в измерениях волюма переходного разговора и остроты слуха абонентов телефонные аппараты передающего и принимающего имеют одинаковый коэффициент передачи.

граммы было удобно исходить из предположения, что коэффициент активности — величина постоянная, равная 0,25, и сделать отдельную номограмму для каждого количества мешающих цепей. Например, номограмма для определения индекса переходного разговора для 100 мешающих цепей приведена на рис. 1.10.

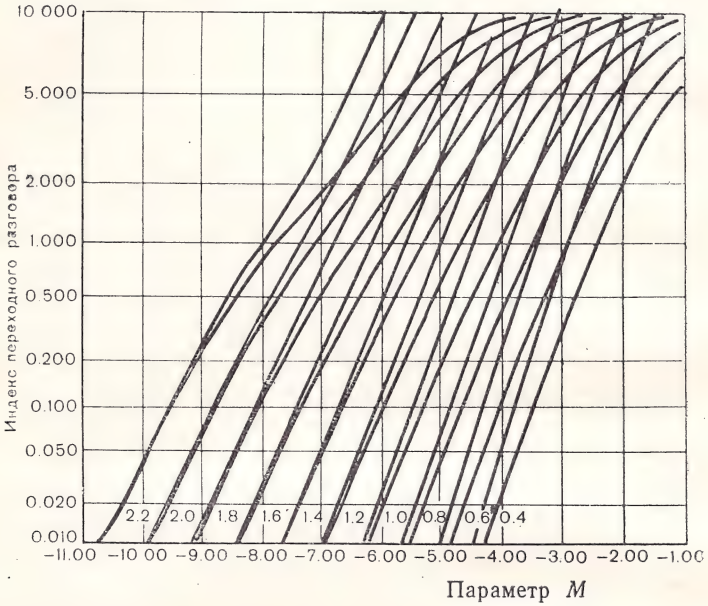


Рис. 1.10. Обобщенная номограмма для определения индекса переходного разговора (100 мешающих цепей)
Замечание: $\tau_L = 0{,}25$, а для каждого значения R предполагается, что параметр B слева направо меняется от 0,5 до 1,0.

Остальные три параметра номограммы не имеют физического смысла и обозначены символами M, R, B. Они отнесены к средним значениям различных параметров. Номограммы пригодны для различных количеств влияющих цепей и коэффициентов активности.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДЕКСА ПЕРЕХОДНОГО РАЗГОВОРА С ПОМОЩЬЮ ОБОБЩЕННЫХ НОМОГРАММ

В качестве примера вычисляется среднее значение переходного затухания на ближнем конце. При этом используются следующие значения [1] влияющих параметров при индексах переходного разговора от 1 до 100:

[1] Эти значения выбраны в качестве примера, и их не следует воспринимать как реальные величины.

Волюм говорящего на оконечной МТС	$M_{TV} = -16{,}8$ vu	$\sigma_{TV} = 6{,}4$ дБ
Затухание в канале от одной МТС до другой	$M_l = 8{,}0$ дБ	$\sigma_l = 3$ дБ
Переходное затухание	M_{Cl} (должно быть определено)	$\sigma_{Cl} = 4{,}5$ дБ
Эквивалентное затухание абонентской линии	$M_{l0} = 2{,}1$ дБ	$\sigma_{l0} = 2{,}2$ дБ
Шум в приемном телефонном аппарате	20 dBrnc	3 дБ
Эквивалентный шум абонентской линии	$M_N = 20{,}5$ dBrnc	$\sigma_N = 3{,}0$ дБ
Острота слуха абонента в отсутствие шума	$M_{INT} = -80{,}3$ vu	$\sigma_{INT} = 4{,}5$ дБ
Коэффициент активности влияющей цепи	$\tau_L = 0{,}25$	

Для определения параметров M, R, B необходимо воспользоваться следующими формулами:

$$M = (M_v - M_I)/\sigma_I;$$

$$R = \sigma_v/\sigma_I;$$

$$B = 5/\sigma_v,$$

где $M_v = M_{TV} - M_{l1} - M_{Cl} - M_{l2} - M_{l0}$;

$$M_I = M_{INT} + M_N - 6;$$

$$\sigma_I^2 = \sigma_{INT}^2 + \sigma_N^2;$$

$$\sigma_v^2 = \sigma_{TV}^2 + \sigma_{l1}^2 + \sigma_{Cl}^2 + \sigma_{l2}^2 + \sigma_{l0}^2.$$

Заметив, что для переходного разговора на ближнем конце $(\sigma^2_{l1} + \sigma^2_{l2})$ равно отклонению от общего затухания в 3 дБ, получаем, что величины R и B равны:

$$R = \frac{\sqrt{(6,4)^2 + (3,0)^2 + (4,5)^2 + (2,2)^2}}{\sqrt{(4,5)^2 + (3,0)^2}} = 1{,}6;$$

$$B = \frac{5}{\sqrt{(6,4)^2 + (3,0)^2 + (4,5)^2 + (2,2)^2}} = 0{,}576.$$

При индексе переходного разговора, равном 1, как видно из рис. 1.10, $M = -6{,}13$. Так как для переходного раговора на ближнем конце $(M_{l1} + M_{l2}) = M_l$ равно общему затуханию цепи, то сред-

нее значение переходного затухания равно

$$M_{Cl} = -\sigma_1 M - M_{INT} - M_N + M_{TV} - M_l - M_{l_0} + 6 =$$
$$= -(5{,}4)(-6{,}13) - (-80{,}3) - 20{,}5 + (-16{,}8) - 8 - 2{,}1 + 6 = 72 \text{ дБ}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 1

1. **Shannon C. E.** «Communication in the Presence of Noise», Proc. IRE, vol. 37 (Jan. 1949), pp. 10—21.
2. **Lewinski D. A.** «A New Objective for Message Circuit Noise», Bell System Tech. J., vol. 43 (Mar. 1964), pp. 719—740.
3. **Nasell I.** «The 1962 Survey of Noise and Loss on Toll Connections», Bell System Tech. J., vol. 43 (Mar. 1964), pp. 697—718.
4. **Nasell I., C. R. Ellison, Jr.,** and **R. Holmstrom.** «The Transmission Performance of Bell System Intertoll Trunks», Bell System Tech. J., vol. 43 (Oct. 1968), pp. 1561—1613.
5. **Bleisch G. W.** and **C. W. Irby.** «N3 Carrier System: Objectives and Transmission Features», Bell System Tech. J., vol. 45 (July-Aug. 1966), pp. 767—799.
6. **Huntly H. R.** «Transmission Design of Intertoll Telephone Trunks», Bell System Tech. J., vol. 32 (Sept. 1953), pp. 1019—1036.

2. ГЛАВА

Модуляция

Сигналы связи передаются через среду, разделяющую приемное и передающее устройства. Информация, которую надо передавать, редко поступает в виде, пригодном для непосредственной передачи через эту среду. Для эффективности передачи эту информацию прежде всего необходимо некоторым образом преобразовать. Модуляцию можно определить как процесс преобразования сигнала из его первоначального вида в вид, более удобный для передачи через среду между приемным и передающим устройствами [1]. Она может изменить или частоты сигнала для облегчения передачи, или занимаемую полосу частот, или форму сигнала с тем, чтобы уменьшить шумы или помехи. В приемном устройстве такое преобразование производится в обратном порядке методами демодуляции. В этой главе рассмотрены некоторые методы модуляции и модуляционные устройства, которые обычно используются в системах телефонной связи.

Процесс модуляции можно одновременно представить в двух основных видах (амплитудной и угловой) выражением

$$M(t) = a(t)\cos[\omega_c t + \varphi(t)], \tag{2.1}$$

где $a(t)$ — амплитуда синусоидальной несущей; $\omega_c t + \varphi(t)$ — фазовый угол. В амплитудномодулированном (АМ) сигнале угол $\varphi(t)$ постоянен, а амплитуда $a(t)$ изменяется пропорционально модулирующему сигналу. Аналогично угловая модуляция имеет место в том случае, если $a(t)$ поддерживается постоянным, а $\varphi(t)$ изменяется пропорционально модулирующему сигналу. Каждый из этих двух способов будет описан отдельно достаточно подробно.

2.1. СВОЙСТВА АМПЛИТУДНОМОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Выражение (2.1) можно переписать для амплитудномодулированного сигнала, не обращая внимания на условия получения фазовой модуляции:

$$M(t) = a(t)\cos\omega_c t, \tag{2.2}$$

где $f_c = \omega_c/2\pi$ — несущая частота, а $a(t)$ — модулирующая временная функция. Так как модулированный сигнал является произведением $a(t) f_c$, процесс часто называют модуляцией умножением. В более общем случае для $a(t)$ допустимы отрицательные значения. Когда $a(t)$ меняет знак, фаза несущей переворачивается, т. е. меняется на 180°. Хотя позже будет показано, что ограничение $a(t)$ положительными значениями во временной области эквивалентно введению большой несущей в частотной области для получения двухполосного сигнала с несущей (ДБП-Н), настоящий, более общий анализ включает в себя и случай двухполосного сигнала с подавленной несущей (ДБП-ПН).

Если $a(t)$ — синусоидальный сигнал одной частоты f_m и единичной амплитуды, то

$$a(t) = \cos \omega_m t. \tag{2.3}$$

Тогда модулированный сигнал

$$M(t) = \cos \omega_m t \cos \omega_c t \tag{2.4}$$

после тригонометрического преобразования можно представить в виде

$$M(t) = 0{,}5\cos(\omega_c - \omega_m)t + 0{,}5\cos(\omega_c + \omega_m)t. \tag{2.5}$$

Выражение (2.5) содержит только боковые частоты, расположенные по обе стороны от несущей и отнесенные от нее на f_m [Гц] (рис. 2.1). Однако, если $a(t)$ имеет постоянную составляющую, то

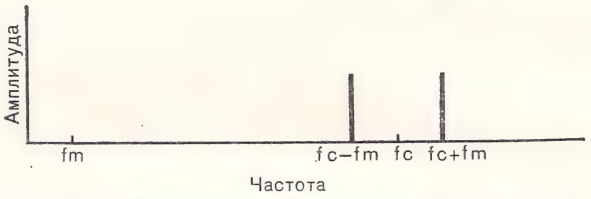


Рис. 2.1. Спектр частот, получаемых при модуляции одной частотой

результирующая величина $M(t)$ будет иметь в качестве составляющей несущую частоту.

Итак, в результате модуляции умножением $a(t)$ переносится в частотную область симметрично относительно f_c. Можно показать, что это справедливо и для сложного сигнала $a(t)$, рассматривая его как функцию двух частот f_m и f_n. В этом случае (рис. 2.2*а*)

$$M(t) = 0{,}5\cos(\omega_c - \omega_m)t + 0{,}5\cos(\omega_c + \omega_m)t + \\ + 0{,}5\cos(\omega_c - \omega_n)t + 0{,}5\cos(\omega_c + \omega_n)t. \tag{2.6}$$

Отсюда видно, что если две модулирующие частотные составляющие модулировать независимо, а затем сложить линейно, то получится тот же результат.

Таким образом, процесс модуляции умножением является квазилинейным и, используя принцип суперпозиции, можно заключить, что модуляция умножением переносит сигналы боковой частоты и размещает их симметрично относительно f_c без искажений (рис. 2.2). Результирующий выходной сигнал является двухполосным сигналом с подавленной несущей частотой (ДБП-ПН).

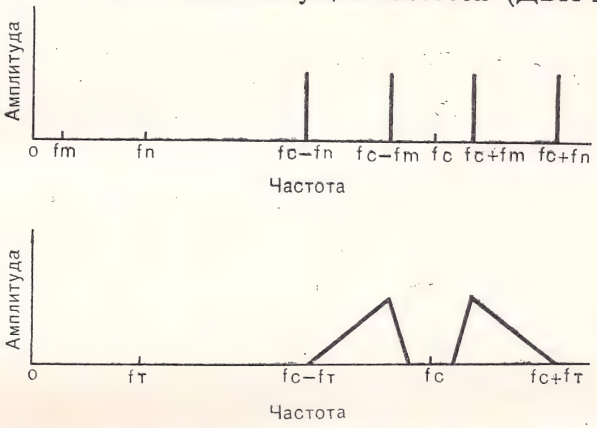


Рис. 2.2. Спектр частот, получаемых при модуляции: двумя частотами (верхний); полосой частот (нижний)

Сигнал ДБП-ПН также образуется, если $a(t)$ имеет постоянную составляющую. Рассмотрим двухчастотный сигнал, но примем значение одной из частот равным нулю (постоянная составляющая). Так как нулевая частота в боковой полосе после преобразования соответствует несущей частоте, то модулированный сигнал будет иметь составляющую с частотой f_c. Если далее предположить, что амплитуда нулевой частоты достаточно велика, $a(t)$ никогда не станет отрицательной, и модулятор будет давать обычный АМ сигнал. Если какую-нибудь боковую полосу частот в спектре ДБП-ПН (рис. 2.2 нижний) выделить фильтром или каким-либо другим способом, то получим сигнал одной боковой полосы (ОБП). Однополосная модуляция является чисто частотным преобразованием с инверсией или без нее, получающейся выбором нижней или верхней боковой полосы.

СИГНАЛ С ДВУМЯ БОКОВЫМИ ПОЛОСАМИ И С ПЕРЕДАВАЕМОЙ НЕСУЩЕЙ (ДБП-Н)

Хотя математически это не самая чистая форма АМ сигнала, ДБП-Н, вероятно, наиболее привычный вид сигнала и потому будет рассмотрен первым. Сигнал имеет верхнюю и нижнюю огибающие, которые не перекрываются до тех пор, пока несущая не подвергнута перемодуляции [2].

Рассмотрим исходный сложный сигнал с непрерывным, но ограниченным частотным спектром, как функцию времени, пред-

ставленную в виде $v(t)$ и, для простоты, с максимальной единичной амплитудой. Модулирующий сигнал $a(t)$ можно сделать положительным все время, прибавляя единицу к $v(t)$ или в более общем случае заменяя $a(t)$ на $[1+mv(t)]$ в выражении (2.2). В результате

$$M(t) = [1 + mv(t)] \cos \omega_c t, \tag{2.7}$$

где m — *индекс модуляции,* равный единице при 100%-й модуляции. Для модулирующего сигнала одной частоты $v(t)$ превращается в $\cos \omega_m t$, и предыдущее выражение можно развернуть следующим образом:

$$M(t) = \cos \omega_c t + m \cos \omega_m t \cos \omega_c t =$$

$$= \cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos (\omega_c - \omega_m) t + \frac{m}{2} \cos (\omega_c + \omega_m) t. \tag{2.8}$$

Во многих случаях представление периодических функций в виде экспоненты имеет ряд преимуществ перед тригонометрическим представлением, которое использовалось и будет далее использоваться в этой главе.

В частности, полезно выразить модулированный сигнал через фазу и тем самым облегчить понимание различных модуляционных процессов. Синусоидальную несущую $\cos \omega_0 t$ можно записать в виде $\mathrm{Re}[e^{i\omega_c t}]$, где Re — действительная часть комплексного числа, а $e^{i\omega_c t} = \cos \omega_c t + i \sin \omega_c t$ — вектор единичной длины, вращающийся против часовой стрелки с постоянной скоростью в комп-

Рис. 2.3. Фазовая диаграмма $e^{i\omega_c t}$ для различных моментов времени

лексной плоскости, его действительная часть является проекцией на действительную ось. Этот вектор показан в нескольких моментах времени на рис. 2.3.

АМ сигнал (2.8) можно записать в экспоненциальном виде

$$M(t) = \mathrm{Re}\left[e^{i\omega_c t} + \frac{m}{2} e^{i(\omega_c - \omega_m)t} + \frac{m}{2} e^{i(\omega_c + \omega_m)t}\right] =$$

$$= \mathrm{Re}\left[e^{i\omega_c t}\left(1 + \frac{m}{2} e^{i\omega_m t} + \frac{m}{2} e^{-i\omega_m t}\right)\right].$$

Здесь вектор несущей умножается на сумму стационарного вектора и двух векторов одинаковой величины, которые вращаются в противоположных направлениях. Как видно из рис. 2.4, эта сумма всегда величина действительная и, следовательно, воздействует только на изменение длины вращающегося вектора несущей. Это создает, как и ожидалось, явление амплитудной модуляции.

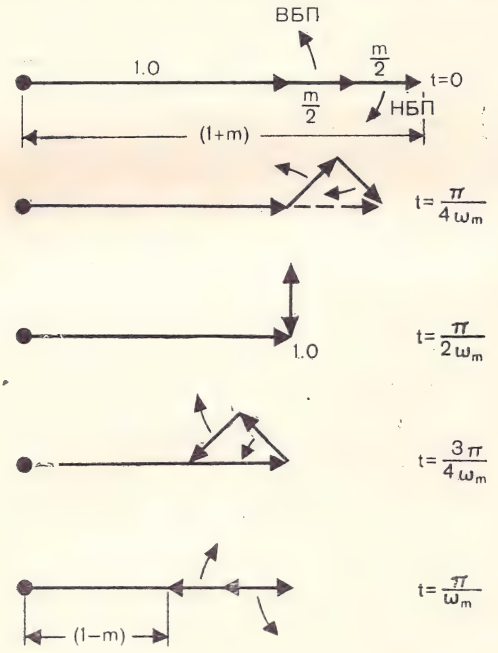


Рис. 2.4. Амплитудная модуляция, индекс модуляции равен m

С этой точки зрения будет рассмотрена средняя мощность, заключенная в несущей и в боковых частотах. При единичной амплитуде несущей и полном сопротивлении цепи, таком, что средняя мощность несущей равна 1 Вт, мощность каждой боковой частоты будет равна $m^2/4$ Вт, или суммарная мощность боковых частот составит $m^2/2$ Вт. Таким образом, при 100%-й модуляции только одна треть общей мощности заключена в боковых полосах,

несущих информацию. Эти полосы содержат еще меньшую часть общей мощности, когда модулирующей функцией является речевой сигнал, имеющий больший пик-фактор, чем синусоида. Тогда мощность боковой полосы следует уменьшить до нескольких процентов от общей мощности, чтобы избежать случайных пиков, ведущих к перемодуляции несущей.

Сигнал ДБП-Н чувствителен к некоторым типам фазовых искажений при передаче. Его не искажает фазовая характеристика, линейно изменяющаяся с частотой (кроме случая абсолютного времени замедления). Для этого необходимо обеспечить добавочную симметрию фазы относительно несущей частоты. Это основное требование выполняется при наличии линейной фазовой характеристики на любом частотном участке.

Интересные изменения наблюдаются при некоторых экстремальных фазовых условиях. Предположим, что вектор нижней боковой частоты на рис. 2.4 повернулся по часовой стрелке на $\theta°$, а вектор верхней боковой частоты повернулся по часовой стрелке на $[180—\theta°]$. Результирующий сигнал (рис. 2.5), состоящий из вектора несущей с векторами боковых частот, приложенными под соответствующими углами, представляет собой фазомодулированный (ФМ) сигнал, в котором амплитудная модуляция в большой степени подавлена.

Искаженный таким образом сигнал ДБП-Н с малым индексом модуляции не отличается от ФМ сигнала с малым индексом модуляции. Этот эффект подавления опять будет виден при демодуляции сигнала ДБП-ПН как результат фазового искажения местной несущей, используемой для демодуляции.

Для получения эффекта подавления, показанного на рис. 2.5, достаточно повернуть единичный стационарный вектор несущей, изображенный на рис. 2.4, на 90°.

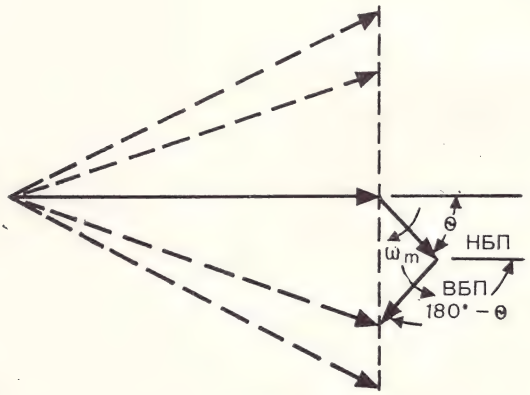


Рис. 2.5. Результат некоторого крайнего фазового искажения сигнала ДБП-Н в виде продукта фазовой модуляции

СИГНАЛ С ДВУМЯ БОКОВЫМИ ПОЛОСАМИ И ПОДАВЛЕННОЙ НЕСУЩЕЙ (ДБП-ПН)

Для передачи сигнала ДБП-ПН необходима такая же полоса частот, что и для передачи сигнала ДБП-Н, но мощность будет повышена из-за подавления несущей. В результате следует на приемном конце восстановить несущую с большой точностью совпадения фазы, чтобы избежать описанных выше искажений типа подавления. Анализ рис. 2.4 показывает, что при фазовой ошибке введенной несущей частоты на $\theta°$ эффективность амплитудной модуляции уменьшается пропорционально $\cos\theta$. Если фазовая ошибка $\theta=\Delta\omega_e t$ (введенная несущая сдвинута на частоту Δf_e), а исходный сигнал представляет собой одночастотную синусоиду, то демодулированный сигнал будет состоять из двух синусоид, разделенных на $2\Delta f_e$.

Трудность точного восстановления несущей является огромным недостатком модуляции вида ДБП-ПН, из-за которого, вероятно, этот способ модуляции не используется. Однако передаваемые боковые полосы содержат информацию, необходимую для точного восстановления частоты и, с точностью до 180°, фазы, необходимой для демодуляции несущей. Это возможно благодаря свойству симметрии боковых полос относительно несущей частоты даже при случайном модулирующем сигнале. Одним из способов получения несущей частоты f_c является возведение сигнала ДБП-ПН в квадрат, фильтрация составляющей на частоте $2f_c$, а затем электрическое деление частоты пополам [3]. Это можно показать, возведя в квадрат выражение (2.5):

$$M^2(t) = \frac{1}{4}\cos^2(\omega_c+\omega_m)t + \frac{1}{4}\cos^2(\omega_c-\omega_m)t +$$

$$+\frac{1}{2}\cos(\omega_c+\omega_m)t\cos(\omega_c-\omega_m)t. \qquad (2.9)$$

Можно записать тригонометрическое тождество для последнего слагаемого в (2.9):

$$\frac{1}{2}\cos(\omega_c+\omega_m)t\cos(\omega_c-\omega_m)t = \frac{1}{4}\cos 2\omega_c t + \frac{1}{4}\cos 2\omega_m t. \qquad (2.10)$$

Член, содержащий $\cos 2\omega_c t$, можно легко отфильтровать для получения синусоиды частотой $2f_c$, которую электрическим путем можно уменьшить вдвое. Такой же результат получается из аналогичного анализа в случае сложного модулирующего сигнала. Следует отметить, что несущая, полученная таким образом, будет пропадать при отсутствии модуляции.

СИГНАЛ С ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ (ОБП)

Сигнал с ОБП не подвержен эффекту подавления модуляции, описанному в связи с сигналами ДБП. Фактически местная несущая на приемном конце может немного отклоняться по частоте.

В результате частота каждой составляющей исходного демодулированного сигнала сдвигается. Если неточность находится в пределах 1—2 Гц, система адэкватна высококачественным телефонным системам. Однако однополосный метод передачи с постоянной или переменной фазовой ошибкой при демодуляции вовсе не предохраняет форму исходного сигнала от искажения. Это можно увидеть на примере фазового представления сигнала верхней боковой полосы, полученного из исходного одночастотного сигнала с частотой f_m (рис. 2.6). Пунктирная линия представляет вектор несущей, относительно которого вращается вектор боковой полосы с относительной угловой скоростью, равной ω_m.

Рис. 2.6. Фазовое представление вектора верхней боковой полосы при передаче ОБП

Если сильный сигнал несущей с эталонной фазой добавить к принятому сигналу боковой полосы (как это можно делать на приемном конце как раз перед линейным

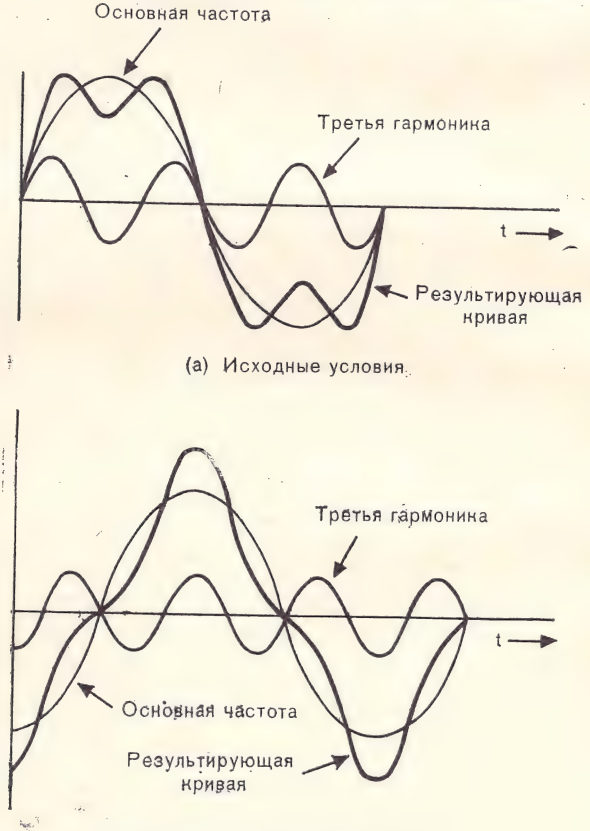


Рис. 2.7. Искажение формы сигнала из-за сдвига фазы несущей частоты на 90°

детектором), огибающая результирующего сигнала станет близкой к синусоидальной с максимальным значением при совпадении фаз сигнала боковой частоты и несущей. На выходе линейного детектора получится в соответствующей фазе сигнал с частотой f_m, по форме близкий к синусоидальному.

Если сдвинуть фазу несущей на 90°, демодулированный сигнал будет достигать максимального значения на 90° позже. Это не влияет на форму рассмотренного одночастотного сигнала, но в сложном исходном сигнале задержка каждой частотной составляющей приведет к искажению формы сигнала, что показано на рис. 2.7.

Такие искажения называются квадратурными. Сигнал ОБП можно представить в виде двух сигналов ДБП, наложенных, как показано на рис. 2.8. Одна пара сигналов ДБП выбрана таким образом, что результирующая составляет одну линию с несущей, а результирующая второй пары расположена относительно несущей под прямым углом или в квадратуре.

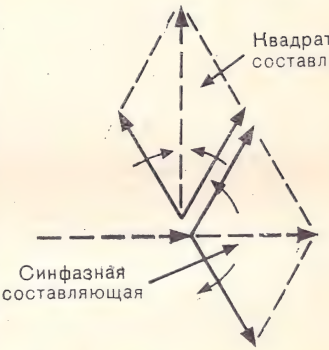


Рис. 2.8. Разложение сигнала ОБП на синфазную и квадратурную составляющие

Таким образом, сигналы ОБП характеризуются наличием квадратурных составляющих. Для уменьшения или полного исключения квадратурного искажения можно ввести соответственную несущую частоту с соответствующей эталонной фазой, относительно которой будет определена синфазная составляющая. Далее можно применить демодулятор, реагирующий только на синфазную составляющую, так как квадратурная составляющая сказывается, главным образом, на фазовой модуляции несущей. Кроме того, можно использовать для линейного детектора собственную несущую частоту большой амплитуды. Более верным способом избавления от квадратурной составляющей является применение синхронного детектора.

Передача речи в большой мере допускает квадратурные искажения. Как следствие этого, ранее разработанные ВЧ системы допускают введение несущей с отклонением частоты. Результирующие квадратурные искажения большой величины искажают форму исходных сигналов, в результате эти системы теоретически непригодны для импульсной передачи данных. Сигналы передачи данных содержат также очень низкие частоты и даже постоянные составляющие. Система с ОБП не может передать эти составляющие, так как реальные фильтры не могут подавить нежелательную боковую полосу, не срезав несущую частоту (эквивалентную постоянной составляющей) и соответствующие низкие частоты в полезной боковой полосе.

При передаче данных по каналам с ОБП на оконечном пункте ввода данных обычно используется угловая или любая другая модуляция поднесущей, позволяющая передавать постоянную составляющую. Это также решает проблему квадратурных искажений. Так как поднесущая при передаче данных вместе с боковыми полосами проходит один и тот же путь, формирующее устройство обеспечивает выдачу для дальнейшей демодуляции информации, соответствующей исходной, даже при наличии частотного сдвига. Конечно, затухание и время замедления канала, по которому передается исходный сигнал, следует соответственно откорректировать.

Обычно ОБП используется в системах с частотным разделением каналов при организации широкополосных систем. В настоящее время метод использования ОБП часто применяется для промежуточных частотных преобразований в многоканальном оконечном оборудовании для получения наилучших условий фильтрации [4]. Полосу сигнала с помощью таких преобразований можно увеличить или уменьшить.

СИГНАЛ С ЧАСТИЧНО-ПОДАВЛЕННОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ

Модуляция с частичным подавлением одной из двух боковых полос (ДБП-ЧП) является модификацией модуляции вида ДБП, в которой часть частотного спектра подавлена. Ее можно получить, пропуская сигнал ДБП через фильтр, отсекающий часть одной из боковых полос, как показано на рис. 2.9.

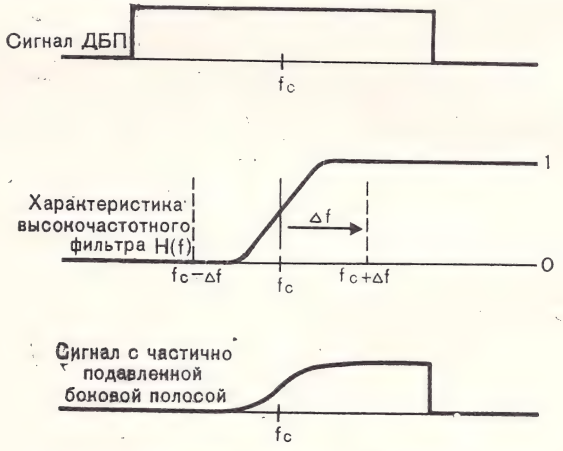


Рис. 2.9. Получение сигнала с частично подавленной боковой полосой. Условие неискаженной передачи:
$1 — H(f_c + \Delta f) = H(f_c - \Delta f)$

Демодуляция такого сигнала вызывает добавление к исходному сигналу низкочастотных и высокочастотных составляющих. Для сохранения частотного спектра исходного сигнала неизменным

необходимо, чтобы характеристика среза фильтра была симметричной относительно несущей частоты. Это позволяет эффективно дополнить подавленную часть нужной боковой полосы остатком подавленной боковой. По той же самой причине, а также, чтобы избежать квадратурных искажений, следует соблюдать жесткую симметрию фазы относительно несущей частоты. При соблюдении условий симметричности кривая среза может быть пологой (как при передаче ДБП) или крутой (как при передаче ОБП) или может принимать какое-то промежуточное значение между этими экстремумами.

Требуемая характеристика передачи обеспечивается приемной и передающей станциями и передающей средой. Каждая из этих частей характеризуется определенными экономическими требованиями и соответствующим отношением сигнал/шум.

Сигнал с частично подавленной боковой аналогичен сигналу ДБП-Н для низкочастотных составляющих исходного сигнала и сигналу ОБП для высокочастотных составляющих. Если в области среза векторы нижней и верхней боковой полосы частот располагаются вдоль исходной линии несущей (рис. 2.10), то они складываются с единичным вектором. В результате при соответствующей демодуляции получается тот же самый исходный сигнал единичной амплитуды, как и при работе с ОБП.

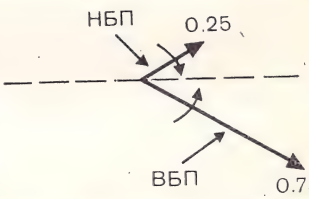


Рис. 2.10. Векторы ДБП-ЧП для промежуточной модулирующей частоты

Достоинством ДБП-ЧП является то, что при эффективном использовании полосы частот почти, как при сигнале ОБП, сохраняются отличные низкочастотные характеристики исходного сигнала, как при передаче ДБП. Хотя спектр ОБП при идеальном преобразовании можно как угодно приблизить к несущей частоте, практически ОБП не используют вследствие ограничений, накладываемых фильтрами и фазовыми искажениями. Таким образом, сигнал ДБП-ЧП используется, как правило, при передаче телевизионных и других подобных сигналов, где важны хорошая фазовая характеристика и передача низкочастотных составляющих.

2.2. СВОЙСТВА СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Вернемся к выражению (2.1), приняв $a(t) = \text{const}$:

$$M(t) = A_c \cos[\omega_c t + \varphi(t)], \tag{2.11}$$

где $\varphi(t)$ — угол модуляции в радианах.

Если угловая модуляция используется для передачи информации, необходимо, чтобы $\varphi(t)$ представляла собой функцию, определяющую модулирующий сигнал. Например, если $v(t)$ является модулирующим сигналом, угол модуляции $\varphi(t)$ можно выразить в виде некоторой функции $v(t)$.

Известно много вариантов угловой модуляции, зависящих от функциональной зависимости между углом и модулирующим сигналом. Два из них достаточно важны, чтобы получить собственные названия: фазовая модуляция (ФМ) и частотная модуляция (ЧМ).

ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Разницу между ФМ и ЧМ можно понять при начальном определении четырех выражений, опираясь на выражение (2.11):

$$\varphi_i(t) = \omega_c(t) + \varphi(t) \text{ [рад]}, \tag{2.12}$$

$$\Delta\varphi_i(t) = \varphi(t) \text{ [рад]}, \tag{2.13}$$

$$f_i(t) = \frac{d}{dt}[\omega_c t + \varphi(t)] = \omega_c + \varphi'(t) \text{ [рад/с]}, \tag{2.14}$$

$$\Delta f_i(t) = \varphi'(t) \text{ [рад/с]}, \tag{2.15}$$

где $\varphi_i(t)$ — мгновенная фаза; $\Delta\varphi_i(t)$ — мгновенная девиация фазы; $f_i(t)$ — мгновенная частота [1]; $\Delta f_i(t)$ — мгновенная девиация частоты.

Итак, ФМ можно определить как угловую модуляцию, при которой значение мгновенной девиации фазы $[\varphi(t)]$ пропорционально напряжению модулирующего сигнала $[v(t)]$. Аналогично ЧМ — это угловая модуляция, в которой мгновенная девиация частоты $[\varphi'(t)]$ пропорциональна напряжению модулирующего сигнала $v(t)$. Отсюда можно записать для ФМ

$$\varphi(t) = kv(t) \text{ [рад]} \tag{2.16}$$

и для ЧМ

$$\varphi'(t) = k_1 v(t) \text{ [рад/с]}, \tag{2.17}$$

откуда

$$\varphi_ч(t) = k_1 \int v(t)\,dt \text{ [рад]}, \tag{2.18}$$

где k_1 и k — постоянные коэффициенты.

В табл. 2.1 приведены соотношения для ФМ и ЧМ сигналов, полученные для синусоидального модулирующего сигнала.

Рис. 2.11 иллюстрирует амплитудную, фазовую и частотную модуляции несущей синусоидальным сигналом. Схожесть формы ФМ и ЧМ сигналов показывает, что для сигналов угловой модуляции необходимо знать модулирующую функцию, т. е. сама по себе форма сигнала не может указать на вид модуляции.

Аналогично из выражения (2.11) невозможно определить вид модуляции. Иначе говоря, только модулирующая функция позволяет правильно определить вид модуляции. Если $\varphi(t) = kv(t)$, то это фазовая модуляция, а если $\varphi'(t) = k_1 v(t)$ — это частотная модуляция.

---

[1]) Мгновенная частота несущей угловой модуляции определяется как первая производная по времени от мгновенного значения фазы.

ТАБЛИЦА 2.1

Соотношения для фазо- и частотномодулированного сигналов

Вид модуляции	Модулирующий сигнал	Сигнал при угловой модуляции
(а) Фазовая	$v(t)$	$A_c \cos [\omega_c t + kv(t)]$
(б) Частотная	$v(t)$	$A_c \cos [\omega_c t + k_1 \int v(t)dt]$
(в) Фазовая	$A_m \cos \omega_m t$	$A_c \cos (\omega_c t + kA_m \cos \omega_m t)$
(г) Частотная	$-A_m \sin \omega_m t$	$A_c \cos\left(\omega_c t + \frac{k_1 A_m}{\omega_m} \cos \omega_m t\right)$
(д) Частотная	$A_m \cos \omega_m t$	$A_c \cos\left(\omega_c t + \frac{k_1 A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t\right)$

Как видно из сравнения последних трех соотношений (табл. 2.1), для несущей, которая модулирована синусоидальным сигналом по фазе или по частоте, в общем виде можно записать

$$M(t) = A_c \cos(\omega_c t + X \cos \omega_m t), \tag{2.19}$$

где для ФМ

$$X = kA_m \text{ [рад]}, \tag{2.20}$$

и для ЧМ

$$X = \frac{k_1 A_m}{\omega_m} \text{ [рад]}. \tag{2.21}$$

Здесь максимальная девиация фазы X называется индексом модуляции. Для ФМ индекс модуляции — величина постоянная, не зависящая от частоты модулирующего сигнала; для ЧМ она обратно пропорциональна частоте модулирующего сигнала. Индекс модуляции ЧМ можно выразить через максимальную девиацию частоты $k_1 A_m$, деленную на частоту модулирующего сигнала ω_m. Термины «большой индекс модуляции» и «малый индекс модуляции» применяются часто. Их трудно разделить, однако термин «малый индекс модуляции» употребляют в том случае, когда максимальная фазовая девиация меньше одного радиана. Позже будет показано, что частотный спектр модулированного сигнала зависит от индекса модуляции.

Из выражения (2.19) видно, что при чисто синусоидальной модулирующей функции фазовый угол несущей изменяется от своей немодулированной величины по простому синусоидальному закону с максимальной девиацией фазы, равной X. Девиацию фазы можно также выразить с помощью величины среднеквадратической девиации фазы D_φ, которая для этого случая равна $X^2/2$. Аналогично девиацию частоты несущей, модулированной синусоидой, можно выразить или через максимальную девиацию частоты $k_1 A_m$ [рад/с], или через $k_1 A_m / 2\pi$ [Гц], или через среднеквадратическую девиацию частоты D_f, равную $k^2{}_1 A^2{}_m / 8\pi^2$ [Гц^2]. В более общем случае, когда модулирующая функция представляет собой слож-

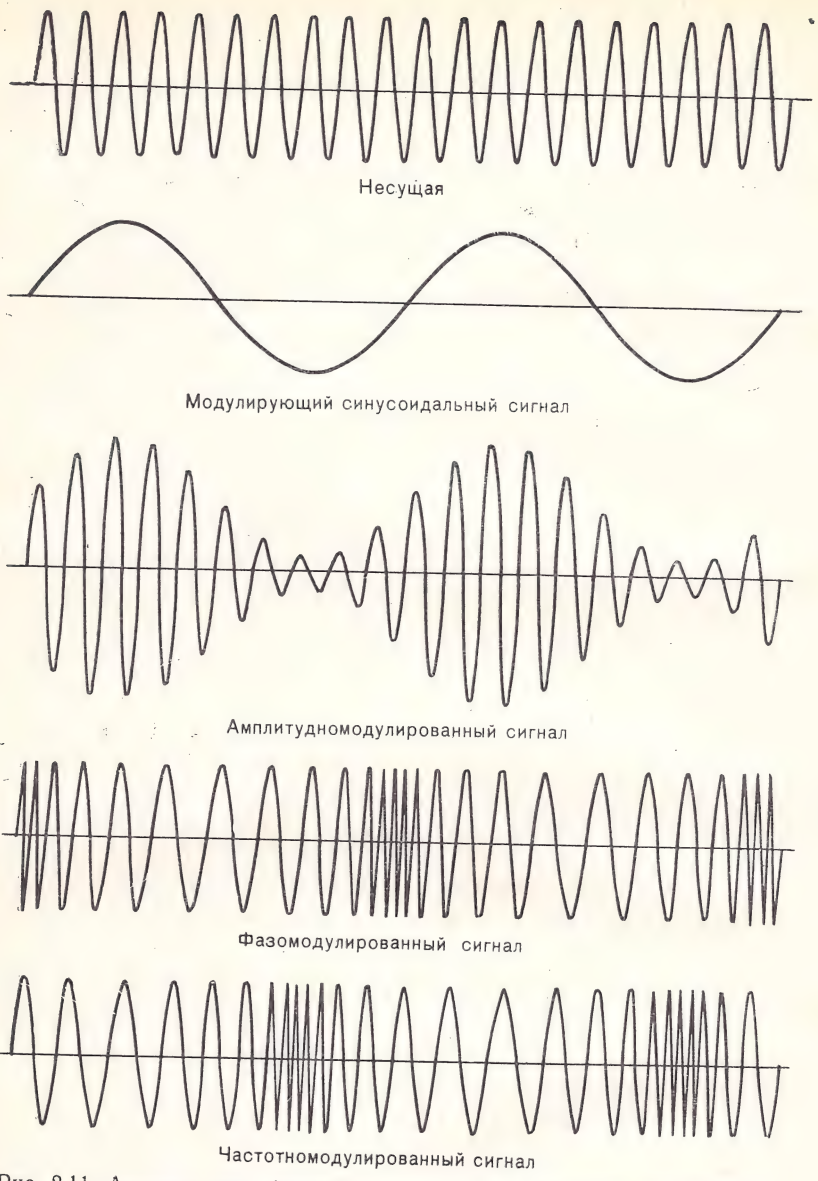


Рис. 2.11. Амплитудная, фазовая и частотная модуляции синусоидальной несущей с помощью синусоидального сигнала

ный сигнал (такой, как многоканальный телефонный сигнал или шум), максимальное значение модулирующей функции и в связи с этим максимальная фазовая или частотная девиация не имеют точно определенной величины. При этом девиацию фазы или частоты несущей обычно выражают в единицах действующего (среднеквадратического) значения.

ВЕКТОРНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ

Сигнал угловой модуляции, модулированный синусоидой, можно представить в виде векторов, как это было сделано для АМ сигнала. Вообще случай угловой модуляции является более сложным, что можно видеть, разложив выражение (2.19) в ряд в виде бесселевых функций таким же образом, как это сделано в гл. 16. В специальном случае при очень малом индексе (X меньше 1/2 рад) всеми членами разложения, кроме первого, можно пренебречь, и векторная диаграмма очень похожа на диаграмму для АМ сигнала, за исключением фазовой инверсии одной из боковых полос. Действительно, при рассмотрении амплитудномодулированного сигнала было показано, что если вводимая несущая сдвинута на 90° относительно сигнала ДБП-ПН, то последний сильно подавляется и ранее амплитудно-модулированный сигнал имеет очень маленький индекс амплитудной **модуляции, зато** значительный индекс фазовой (или угловой) модуляции (рис. 2.12). Амплитуда результирующего вектора близка к единице во все моменты времени и индекс модуляции или максимальная девиация фазы равна X [рад]. Реальный сигнал с угловой модуляцией будет содержать члены высшего порядка и не будет изменяться по амплитуде. Если величина X достаточно мала, этими членами часто пренебрегают.

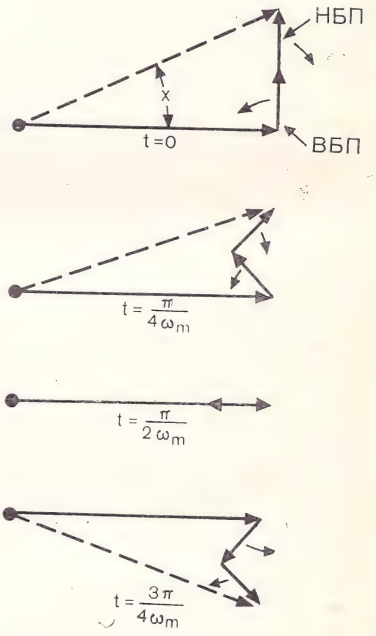


Рис. 2.12. Фазовая модуляция при малом индексе модуляции

Несколько интересных выводов можно сделать, сравнив сигнал угловой модуляции при малом индексе модуляции с АМ сигналом, показанным на рис. 2.4. Оба вида модуляции одинаковы в том смысле, что оба содержат несущую и те же самые частотные составляющие боковой полосы первого порядка. На самом деле, для случая с малым индексом модуляции амплитуды боковых полос первого порядка примерно равны, когда равны индексы модуляции ($X = m$). Важна разница в фазах составляющих боковых полос. Поэтому можно предположить, что для передачи ФМ или ЧМ сигнала очень важна будет фазовая характеристика тракта передачи и что некоторая фазовая нелинейность может легко превратить фазомодулированные составляющие в амплитудно-модулированные.

СРЕДНЯЯ МОЩНОСТЬ СИГНАЛА С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Средняя мощность ФМ и ЧМ сигналов не зависит от модулирующего сигнала и равна средней мощности несущей в тот момент, когда нет модуляции. Отсюда следует, что в процессе модуляции мощность несущей распределяется среди множества боковых полос, но полная средняя мощность остается неизменной. Это можно продемонстрировать, определив мощность с помощью выражения (2.11)

$$P(t) = \frac{M^2(t)}{R} = \frac{A_c^2}{R}\cos^2[\omega_c t + \varphi(t)] = \frac{A_c^2}{R}\left\{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos[2\omega_c t + 2\varphi(t)]\right\}. \tag{2.22}$$

Можно допустить, что второй член состоит из большого числа синусоидальных составляющих боковой полосы, расположенных возле несущей частоты, равной $2f_c$ [Гц]; поэтому средняя мощность второго члена выражения (2.22) равна нулю. Таким образом, средняя мощность определяется составляющей нулевой частоты:

$$P_{\text{среднее}} = A_c^2/2R. \tag{2.23}$$

Такая же средняя мощность получается в отсутствие модуляции.

ПОЛОСА ЧАСТОТ, НЕОБХОДИМАЯ ДЛЯ СИГНАЛА С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

При малом индексе модуляции, когда максимальная девиация фазы не превышает одного радиана, бóльшая часть информации сигнала с угловой модуляцией содержится в боковых полосах первого порядка. Отсюда следует, что необходимая полоса частот должна быть равна, по крайней мере, удвоенной величине наивысшей частотной составляющей, присутствие которой необходимо в модулирующем сигнале. Это позволит передать полностью все боковые первого порядка.

Для сигнала с большим индексом модуляции следует применить другой метод, называемый квазистационарным приближением [5]. В этом случае делается предположение, что модулирующий сигнал изменяется очень медленно и можно применить статические соотношения. Например, если при максимальном значении исходного сигнала в 1 В частота изменяется на 1 МГц (относительно $k_1 = 2\pi \cdot 10^6$ рад/с·В), то максимальная девиация частоты будет равна 1 МГц. Очевидно, что если *степень изменения частоты очень мала,* то полоса частот определяется размахом девиации частоты. В 1922 г. Дж. Р. Карсон математически доказал, что ЧМ сигнал нельзя разместить в полосе, более узкой, чем та, которая необходима для АМ сигнала [6]. Квазистационарный подход для больших индексов модуляции показывает, что минимальная полоса, которая потребуется для ЧМ сигнала, равна размаху (или удвоенному значению максимальной величины) девиации частоты.

Таким образом, для систем с малым индексом модуляции ($X<1$) минимальная ширина полосы определяется величиной $2f_T$, где f_T — наивысшая частота в модулирующем сигнале. Для систем с большим индексом модуляции ($X>10$) минимальная ширина полосы равна $2\Delta F$, где ΔF — максимальная девиация частоты. Желательно было бы иметь возможность оценить ширину полосы передачи любого сигнала с угловой модуляцией независимо от индекса модуляции. Общее правило (впервые установленное Дж. Р. Карсоном в неопубликованной работе, датированной 28 августа 1939 г.) состоит в том, что минимальная ширина полосы, необходимой для передачи сигнала с угловой модуляцией, равна удвоенной сумме максимальной девиации частоты и наивысшей частоты модулирующего сигнала, которая еще должна быть передана:

$$B_w = 2(f_T + \Delta F) \text{ [Гц]}. \qquad (2.24)$$

Это правило, называемое правилом Карсона, дает результаты, которые хорошо согласуются с данными, полученными фирмой Белл. Однако следует понять, что это только приблизительное правило, а настоящая требуемая ширина полосы частот в какой-то степени является функцией формы модулирующего сигнала и желаемого качества передачи.

2.3. СВОЙСТВА ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

При импульсной модуляции (ИМ) немодулированная несущая обычно образует серии правильных, периодически повторяющихся импульсов. Модуляция получается при изменении некоторых параметров передаваемых импульсов, таких, как амплитуда, длительность, форма или время следования. Непрерывный исходный сигнал разбивается из-за дискретности импульсов. При рассмотрении возможности реализации ИМ важно признать, что непрерывная передача информации, описывающей модулирующую функцию, не является обязательной благодаря тому, что ширина полосы частот модулирующей функции является ограниченной и часто оказывается достаточным передавать только импульсы. Необходимые условия описаны в дальнейшем в принципе дискретизации.

Скорость передачи импульсов обычно удобно измерять в *бодах*. По определению, скорость в бодах равна числу сигнальных единиц или элементов, передаваемых за одну секунду. Таким образом, бод обозначает количество импульсов в секунду, подобно тому, как герц обозначает количество периодов в секунду. Отметим, что считаются не только импульсы, но и интервалы между ними, так как в отсутствие импульса также обычно посылается какой-то реальный символ. Так как допустимая амплитуда импульсов не ограничена, то бод может содержать любое произвольное количество информации в битах в секунду. К сожалению, термин «бит в секунду» часто неправильно применяют для обозначения скорости передачи цифровой информации в бодах. Для двоичных

символов количество информации в битах в секунду равно скорости передачи сигналов в бодах. Вообще связь между количеством информации и скоростью передачи сигналов зависит от используемого способа кодирования.

ДИСКРЕТИЗАЦИЯ

В любой физически реализуемой системе передачи сообщение или модулирующая функция имеет ограниченную полосу частот. Такая частотно-ограниченная функция непрерывна во времени, а возможная скорость изменения ее за малый интервал времени имеет некоторые пределы. Таким образом, необходимо лишь определить амплитуду функции в дискретные моменты времени для того, чтобы определить ее точно. Основной принцип, приводимый здесь, называется теоремой дискретизации, которая кратко формулируется следующим образом [7].

Если из сигнала, представляющего собой временную функцию, производить выборки через равные интервалы времени и с частотой, по крайней мере, вдвое превышающей наивысшую частоту **сигнала, то эти выборки содержат всю информацию** исходного сигнала [1)].

Применение теоремы дискретизации сводит проблему передачи непрерывно изменяющегося сигнала к проблеме передачи дискретного количества амплитудных значений. Например, сигнал с полосой, ограниченной частотой f_T [Гц], полностью описывается теми значениями амплитуд, которые взяты в некоторые моменты времени, разделенные интервалом T [с], где $T=1/2f_T$ [8]. Интервал времени T часто называют интервалом Найквиста. Таким образом, для передачи сигнала с ограниченной полосой частот необходимо передавать лишь $2f_T$ независимых величин в секунду.

Процесс дискретизации можно представить как результат модуляции серии импульсов передаваемым сигналом (рис. 2.13). Сигнал, являющийся функцией времени $v(t)$, умножается на последовательность импульсов $c(t)$, в результате получается серия амплитудномодулированных импульсов $s(t)$. Если спектр (т. е. преобразование Фурье) функции $v(t)$ представлен функцией $F(f)$, как показано на рис. 2.13, то спектр дискретного сигнала $s(t)$ будет представлен функцией $S(f)$. Спектр выходного сигнала $S(f)$ представляет периодическую функцию частоты с периодом частоты дискретизации f_s. Важно отметить, что вокруг постоянной составляющей частоты f_s, $2f_s$ и т. д. возле каждой гармоники частоты дискретизации образовалось по паре боковых полос. Как видно из рис. 2.13, необходимо выполнить условие $f_s>2f_T$, чтобы боковые полосы не перекрывались. Отметим также, что все боковые

[1)] Приведенная здесь формулировка теоремы не совсем точна. Следует указать, что временная функция должна быть непрерывной и иметь ограниченный спектр. В отечественной литературе эта теорема известна как теорема В. А. Котельникова, который в 1933 г. наиболее четко сформулировал ее, доказал и применил к конкретным проблемам связи. (Прим. ред.)

полосы возле всех гармоник частоты дискретизации имеют одну и ту же амплитуду. Это является результатом того, что частотный спектр импульса очень мало изменяется с частотой. Практически, конечно, для дискретизации будут использоваться импульсы конечной длительности, и амплитуда спектральных составляющих

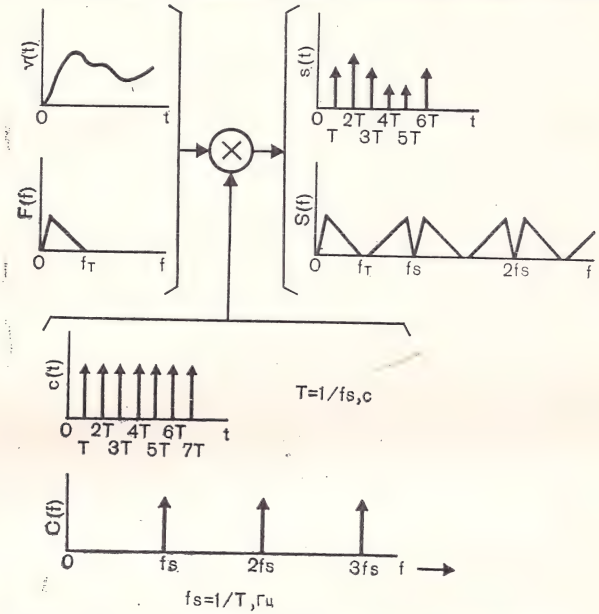


Рис. 2.13. Дискретизация с помощью импульсного модулятора

дискретизированного сигнала будет уменьшаться с частотой, как и в спектре самой функции дискретизации. АМ импульсный сигнал, получающийся в результате дискретизации пришедшего сигнала, можно передать к приемнику в любом, наиболее удобном или желательном с точки зрения условий передачи виде. В приемнике пришедший сигнал, который уже может быть более не похож на импульсную последовательность, следует подвергнуть процессу восстановления до первоначальных АМ значений, следующих в исходные моменты времени со скоростью $2f_T$ импульса в секунду. Чтобы восстановить сообщение, необходимо генерировать для каждой выборки импульс соответствующей амплитуды и пропустить эти регулярные серии импульсов через идеальный НЧ фильтр с частотой среза f_T. Анализ спектра $S(f)$, приведенного на рис. 2.13, показывает очевидную выполнимость этих преобразований. За исключением общего времени запаздывания и возможного коэффициента пропорциональности, сообщение на выходе этого фильтра будет таким же, как и исходное. Итак, в идеале информацию можно точно передать, если при этом мгновенные значения амплитуд сигнала будут отстоять друг от друга на интервал, не больший, чем $1/2\,f_T$ [с].

АМПЛИТУДНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

При амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) амплитуда несущих импульсов меняется в соответствии с величиной модулирующего сигнала, как это показано на рис. 2.14*в*. Удобно смотреть

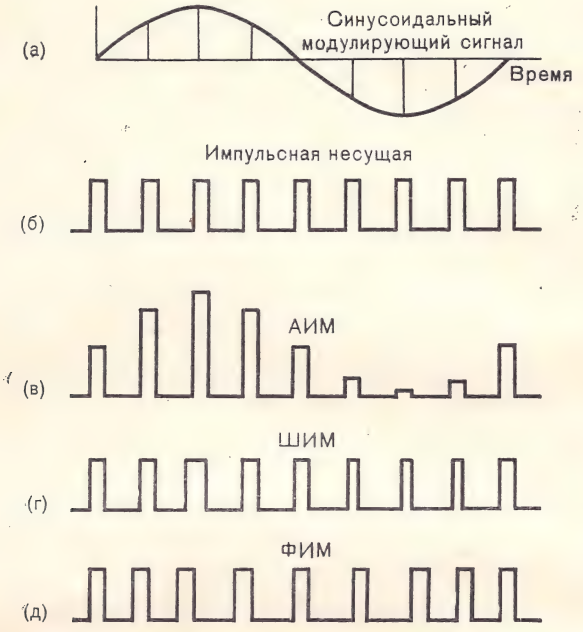


Рис. 2.14. Примеры импульсных методов модуляции

на АИМ как на модуляцию, при которой значение каждой мгновенной выборки из модулирующего сигнала вызывает модуляцию амплитуды импульса. В многоканальной аппаратуре с временным делением каналов процесс преобразования сигнала часто начинается с АИМ, и только затем сигнал преобразуется для введения в систему передачи.

ШИРОТНОИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Широтноимпульсная модуляция (ШИМ), которую иногда называют длительноимпульсной модуляцией, представляет собой обычную форму времяимпульсной модуляции. При этом модулируется импульсная несущая, для которой каждое мгновенное значение выборки из постоянно изменяющегося модулирующего сигнала вызывает появление импульса пропорциональной длительности, как показано на рис. 2.14*г*. Модулирующий сигнал может вызывать смещение переднего фронта, спад заднего фронта или обоих одновременно. В любом случае, чтобы передать сигнал,

необходимо производить выборки его значений в дискретные моменты времени и каждому значению должна быть поставлена в соответствие некоторая длительность модулируемого импульса.

При ШИМ продолжительные импульсы содержат значительную мощность, хотя и не несут никакой добавочной информации. Если уменьшить неиспользованную мощность сигналов ШИМ так, чтобы сохранились лишь переходы, получится другой вид импульсной модуляции, называемый фазоимпульсной модуляцией. Выигранная мощность дает представление об основном преимуществе фазоимпульсной модуляции перед ШИМ.

ФАЗОИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Одной из форм время-импульсной модуляции, при которой значение каждой мгновенной выборки модулирующего сигнала изменяет положение импульса относительно его местоположения при отсутствии модуляции, является фазоимпульсная модуляция (ФИМ) (рис. 2.14*д*). Относительное изменение местоположения импульсов может быть связано с модулирующим сигналом определенным и единственным способом. Практическое применение систем с ФИМ занимает довольно скромное положение, даже несмотря на то, что их изготовление является чрезвычайно простым.

Если для временного уплотнения нескольких каналов используется ШИМ или ФИМ, то необходимо, чтобы при максимальном значении модулирующего сигнала импульс не попадал в соседний, закрепленный за другим импульсом, временной интервал. В телефонных системах с большим пик-фактором это требование приводит к расточительному использованию временных промежутков. На самом деле почти все время, предназначенное для модуляции, теряется попусту из-за того, что большое количество занятых каналов может не быть активным, а по большинству оставшихся будут передаваться сигналы малой мощности. Следовательно, хотя ФИМ является более эффективной, чем ШИМ, оба вида модуляции далеки от теоретического идеала, когда их можно использовать для уплотнения обычных телефонных каналов.

ИМПУЛЬСНО-КОДОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Вместо того чтобы пытаться выполнить невозможную работу по передаче точного значения амплитуды дискретизированного сигнала, предположим, что разрешено передавать дискретные значения амплитуд. Если сигнал дискретизируется при преобразовании в АИМ системе, посылается дискретное значение амплитуды, ближайшее к реальному значению. Когда этот сигнал будет получен и усилен, он будет иметь амплитуду, немного отличающуюся от какой-то определенной дискретной величины из-за искажений, имеющих место при передаче. Но если шумы и искажения не слишком велики, то можно будет точно сказать, какое дискретное значение амплитуды было передано. Тогда можно восстано-

вить сигнал или создать новый сигнал, имеющий первоначально переданную амплитуду.

Представление сообщения дискретным и поэтому ограниченным количеством амплитуд сигнала называется *квантованием*. Оно всегда сопровождается начальным искажением амплитуды выборки, порождая шум квантования. Но информацию, один раз представленную в квантованном виде, затем можно передавать на любые расстояния без дальнейшего ухудшения качества, так как шум, добавляющийся к сигналу перед каждым усилителем, не слишком велик, чтобы помешать правильному восстановлению отдельной амплитуды, принадлежащей заданному сигналу. Если принятый сигнал лежит между a и b и он ближе к b, то делается вывод, что был послан b. Если шум достаточно мал, искажений не будет. Заметим поэтому, что при передаче квантованного сигнала максимум шума определяется количеством битов в коде, в то время как при передаче аналоговых сигналов он определяется расстоянием между промежуточными усилителями и характеристиками передающей среды.

КОДИРОВАНИЕ И ДЕКОДИРОВАНИЕ

Квантованную выборку можно передать как одиночный импульс, с определенным дискретным значением амплитуды, или как серию определенных дискретных импульсов, расположенных в определенных позициях. Однако, если требуется передавать большое количество дискретных амплитуд (например, сто), трудно создать схемы, различающие эти амплитуды. Намного легче создать схему, которая определяет наличие или отсутствие импульса. Если для описания амплитуды одной выборки используются несколько импульсов в кодовой группе, то каждый из них может либо присутствовать (1), либо отсутствовать (0). Например, если используются три позиции для импульсов, то код может быть использован для представления восьми различных амплитуд, как показано в табл. 2.2. Эти коды на самом деле являются номерами (амплитудами) из левой колонки, записанными в двоичном виде. Обычно кодовую группу, состоящую из n импульсов, можно использовать для представления 2^n амплитуд. Например, семь импульсов дают 128 дискретных уровней.

ТАБЛИЦА 2.2

Двоичное кодовое представление дискретных значений амплитуд

Представляемая амплитуда	Код	Представляемая амплитуда	Код
0	000	4	100
1	001	5	101
2	010	6	110
3	011	7	111

Конечно, можно кодировать амплитуду при наличии импульсов с дискретными амплитудами 0, 1 и 2 (троичная система, или основание 3) или 0, 1, 2 и 3 (четвертичная система, или основание 4) и т. д. вместо импульсов с амплитудами 0 и 1 (двоичная система, или основание 2).

Если для каждого импульса будут разрешены десять уровней, то каждый импульс в кодовой группе будет просто цифрой или обычным десятичным числом, выражающим амплитуду выборки. Если n — количество импульсов, а b — основание, то количество квантованных уровней, которые можно закодировать, равно b^n. Для декодирования этой кодовой группы необходимо генерировать импульс, представляющий собой линейную сумму всех импульсов в группе, каждый из импульсов которой возведен в степень, соответствующую номеру его положения в коде ($1, b, b^2, b^3 \ldots$). Системы, использующие коды для представления амплитуд дискретных сигналов, называются системами с импульсно-кодовой модуляцией или ИКМ-системами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 2

1. **Panter P. F.** Modulation, Noise and Spectral Analysis (New York: McGraw-Hill, Inc., 1965), p. 1.
2. **Terman F. E.** Electronic and Radio Engineering (New York: McGraw-Hill, Inc., 1955), p. 523.
3. **Rieke J. W.** and **R. S. Graham.** «The L3 Coaxial System—Television Terminals», Bell System Tech. J., vol. 32 (July 1953), pp. 915—942.
4. **Blecher F. H.** and **F. J. Hallenbeck.** «The Transistorized A5 Channel Bank for Broadband Systems», Bell System Tech. J., vol. 41 (Jan. 1952), pp. 321—359.
5. **Rowe H. E.** Signals and Noise in Communication Systems (Princeton: D. Van Nostrand Company, 1965), pp. 103, 119—124.
6. **Carson J. R.** «Notes on the Theory of Modulation», Proc. IRE (Feb. 1922).
7. **Black H. S.** Modulation Theory (Princeton: D. Van Nostrand Company, 1953), p. 37.
8. **Oliver B. M., J. R. Pierce** and **C. E. Shannon.** «The Philosophy of PCM», Proc. IRE, vol. 36 (Nov. 1948), pp. 1324—1331.

3. ГЛАВА

Разделение сигналов

Разделение сигналов в системах передачи является средством использования одной и той же физической среды для передачи сообщений от различных источников. До подачи в передающую среду может понадобиться преобразовать сигналы, поступающие от каждого источника, таким однозначным образом, что на противоположном конце тракта передачи его можно будет отделить от всех остальных сигналов. Такое отделение обычно является процессом, обратным первоначальному преобразованию. Имеется несколько способов разделения сигналов, из которых наиболее важными являются пространственное разделение, разделение по частоте и разделение во времени.

3.1. ПРОСТРАНСТВЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ

Этот вид разделения представляет собой просто образование пучка из нескольких трактов передачи в общем кабеле. Телефонный кабель, содержащий сотни (или тысячи) скрученных пар, представляет собой систему пространственного разделения, поскольку по этому одному кабелю можно организовать много разговоров, за каждым из которых закрепляется одна пара кабеля. Такая схема, очевидно, является экономичной, если иметь в виду, что расходы на передающую среду составляют существенную часть затрат в любой системе связи. Однако преимущества пространственного разделения не даются даром. Прежде всего, обмен должен быть пропущен по заданным направлениям, чтобы получить достаточно большой пучок каналов. Во-вторых, почти невозможно обеспечить полную изоляцию между передающими средами, расстояние между которыми может быть в 10^{-8} раз меньше, чем их протяженность. Вследствие этого в таких системах имеют место помехи, вызванные наличием связи между каналами.

Следует подчеркнуть, что пространственное разделение не ограничивается НЧ цепями. Наоборот, многие из многоканальных систем передачи (либо с частотным, либо с временным разделением) могут, в свою очередь, быть пространственно объединены на па-

раллельных установках, использующих один и тот же тракт. Хорошо известным примером может служить ВЧ система L4, позволяющая организовать по одной коаксиальной паре тысячи каналов, а пара, в свою очередь, является составной частью кабеля, содержащего много коаксиальных пар.

3.2. ЧАСТОТНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ

При частотном разделении (ЧРК) за каждым каналом закрепляется часть передаваемого спектра частот. Таким образом, в одной широкополосной системе передачи можно организовать большое число узкополосных каналов. Для пояснения принципа частотного разделения скажем, что телеграфный канал (от постоянного тока до 100 Гц) и телефонный канал (от 200 до 3400 Гц) могли бы быть организованы в общей передающей среде, если бы эта среда пропускала частоты от постоянного тока до 3400 Гц. Для разделения сигналов на стороне приема понадобился бы только НЧ фильтр для телеграфного канала и ВЧ фильтр — для телефонного. Однако более распространенной задачей ЧРК является разделение нескольких каналов, каждый из которых занимает одну и ту же часть спектра частот. В этом случае процесс разделения включает в себя смещение каждого канала по частоте, прежде чем он будет подан в широкополосные устройства. На приемном конце должно быть осуществлено обратное смещение в первоначальную часть спектра.

Хотя здесь в основном обсуждаются системы частотного разделения, применяемые в концерне Белл Систем, существует много других случаев применения этого принципа. Например, между радиовещательными станциями частоты распределяются по плану частотного разделения, в соответствии с которым большое число станций могут одновременно передавать свои программы по одной и той же среде и тем не менее индивидуально приниматься приемником. Точно так же разделяются частоты радиорелейных станций. Эти случаи здесь не рассматриваются, хотя одна из последующих глав касается проблем разделения частот при радиорелейной связи.

Прежде чем подробно рассматривать вопрос разделения, интересно было бы проанализировать свойства модулятора и демодулятора (модема). Хотя это описание не претендует на роль всеобъемлющего, все же следует подчеркнуть, что модуляция может осуществляться различными методами. В гл. 7 показано, что при наличии соответствующих фильтров любая нелинейная цепь может выполнять основную функцию модуляции, рассматриваемые здесь модемы, дающие произведение частот, несомненно являются наиболее широко используемыми в телефонии.

КОЛЬЦЕВОЙ МОДУЛЯТОР

Как указывалось в гл. 2, модуляция может быть осуществлена схемой, в которой производится перемножение несущей и моду-

лирующего сигнала. Одной из наиболее эффективных схем такого типа является кольцевой (двойной балансный, лестничный), модулятор (рис. 3.1). Если диоды в схеме идеальны, то очевидно, что

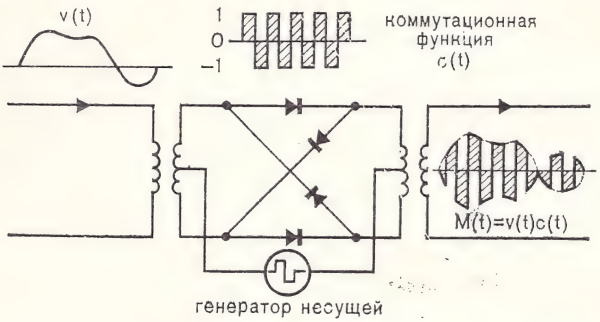


Рис. 3.1. Кольцевой модулятор

в этом модуляторе происходит умножение модулирующего сигнала на +1, если сигнал несущей положителен, и на —1, если сигнал несущей отрицателен. Таким образом, этот модулятор является идеальным с точки зрения получения произведения несущей прямоугольной формы и модулирующего сигнала. Однако такую несущую $c(t)$ при разложении в ряд Фурье можно представить суммой синусоид всех нечетных гармоник основной частоты несущей:

$$c(t) = a_1 \sin \omega_c t + a_3 \sin 3\omega t + a_5 \sin 5\omega t + \ldots \qquad (3.1$$

Умножая на модулирующий сигнал $v(t)$, получаем

$$M(t) = v(t)\,c(t) = a_1 v(t) \sin \omega_c t + a_3 v(t) \sin 3\omega_c t + \ldots \qquad (3.2$$

Поэтому модулирующий сигнал умножается на каждую нечетную гармонику для получения идеального частотного спектра, показанного на рис. 3.2, причем амплитуды боковых полос около

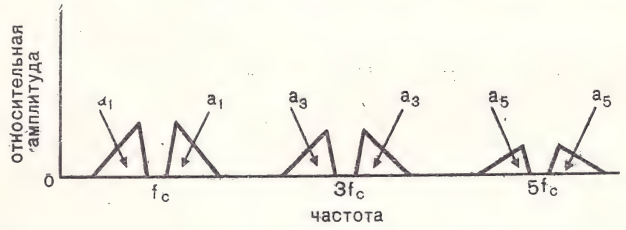


Рис. 3.2. Спектр частот модулятора кольцевого типа

гармоник уменьшаются в зависимости от частоты точно таким же образом, как высокочастотные составляющие при разложении в ряд прямоугольного сигнала. В качестве используемого сигнала с помощью фильтров можно выбрать любую из боковых полос или обе боковые полосы от основной частоты или от любой из ее нечетных гармоник. Чтобы избежать наложения участков спектра друг

на друга, несущая частота должна быть, как минимум, равна наивысшей частоте модулирующего сигнала.

В кольцевом модуляторе коммутационный процесс предполагается идеальным. Это означает, что несущая при переходе через ноль мгновенно переключает сопротивление диодов между нулем и бесконечностью. Такая идеализация удобна по двум причинам. Во-первых, это означает, что изменения в амплитуде несущей не влияют на процесс коммутации, и поэтому КПД модулятора стабилен при изменениях амплитуды несущей. На практике, если требуется, можно легко добиться стабильности 10 : 1 (увеличение затухания модулятора на 0,1 дБ при снижении мощности несущей на 1 дБ). Обычно же реальные модуляторы в каналах связи рассчитываются так, чтобы получить определенную характеристику перегрузки или ограничения, обеспечивающую защиту ВЧ системы от очень интенсивных речевых сигналов и случайных тонов. Нужная характеристика перегрузки достигается за счет того, что уровень несущей снижается настолько, чтобы речевой сигнал управлял диодами при определенной амплитуде [1]. Обычно это снижает стабильность приблизительно в 2 раза.

Во-вторых, при идеальной коммутации не появляются иные составляющие, кроме показанных на рис. 3.2. Их можно охарактеризовать как $n_0 f_c \pm f_m$, где n_0 — любое нечетное целое число, а f_m — любая частотная составляющая модулирующего сигнала. На практике другие составляющие, представленные в виде произведения f_m на целое число, большее единицы, образуются в диодах в течение конечных периодов переключения. При идентичных диодах образуются только четные гармоники как модулирующего сигнала, так и несущей. Если диоды не идентичны, то образуются нечетные гармоники. Легко добиться такой балансировки схемы, чтобы эти четные гармоники подавлялись на 20 дБ; подбирая диоды можно добиться подавления и на 40 или 50 дБ, что нередко выполняется в системах телефонной связи [2].

Кольцевой модулятор в равной степени удовлетворительно работает и в случае обратного процесса — демодуляции. Подадим на кольцевой модулятор сигнал ОБП, занимающий полосу от f_c+f_B до f_c+f_T, и несущую f_c. Получающийся на выходе спектр содержит частоты, представляющие собой суммы и разности модулирующего сигнала (от $f_c + f_B$ до $f_c + f_T$) и всех нечетных гармоник несущей частоты, как показано на рис. 3.3. Отметим, что демодулированный сигнал легко выделяется НЧ фильтром, который подавляет все верхние частоты, в этом случае представляющие собой боковые полосы по сторонам четных гармоник несущей частоты. Отметим также, что амплитуды боковых составляющих по обе стороны от четных гармоник несущей не одинаковы. Это обозначено коэффициентами a_n разложения несущей в ряд (3.1) и показано на рис. 3.3.

Точно так же, если сигнал ДБП с подавленной несущей, занимающий полосу от f_B до f_T по каждую сторону от несущей f_c, подается на кольцевой модулятор при подключении несущей f_c, на

выходе имеем спектр, показанный на рис. 3.4. В этом случае амплитуда составляющей боковой полосы в два раза больше, чем в случае сигнала ОБП из-за наличия двух боковых полос, которые (если фаза подаваемой несущей совпадает с фазой несущей на передаче) являются когерентными и, следовательно, будут сум-

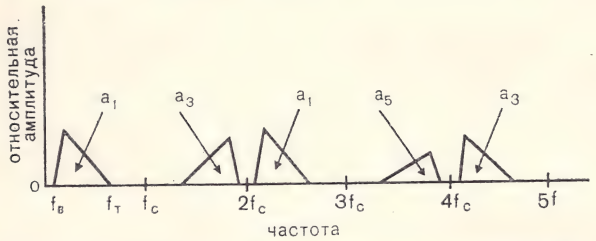


Рис. 3.3. Спектр на выходе демодулятора кольцевого типа при подаче ОБП и f_c

мироваться синфазно по напряжению. С другой стороны, если f_c сдвинута по фазе на 90° по отношению к несущей на передаче, то фаза одного спектра модулирующего сигнала будет отличаться

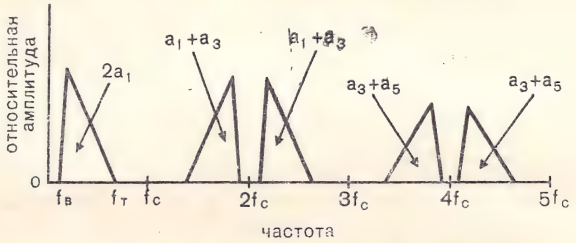


Рис. 3.4. Спектр на выходе демодулятора кольцевого типа при подаче ДБП с подавленной несущей и f_c

от фазы другого на 180°, и результирующий спектр модулирующего сигнала будет равен нулю. Это — эффект полного подавления, рассмотренный в гл. 2; результатом является то, что в демодулированном сигнале напряжение пропорционально $\cos\theta$, где θ — погрешность фазы.

В системах дальней связи передача сигналов с использованием ОБП стала нормой, так как в этом случае по дорогим междугородным линиям организуется максимальное число каналов. Достоинством передачи с подавлением несущей является то, что составляющие боковых полос, образующиеся из-за нелинейности промежуточных усилителей, невнятны и имеют характер шумов, особенно при большом числе составляющих. И наоборот, при работе с передачей несущих может произойти взаимная модуляция несущих и отдельной боковой полосы, что вызовет внятный переходный разговор в другом канале. Поскольку системы дальней связи стандартизированы, была разработана иерархия оборудования частотного разделения.

Практическая реализация частотного разделения может потребовать нескольких ступеней модуляции и демодуляции. В пределах системы в целом можно использовать как АМ, так и ФМ. Некоторые ступени частотного преобразования широко используются, и ниже рассматриваются причины этого.

На рис. 3.5 показана схема группообразования в некоторых распространенных системах передачи, используемых в концерне

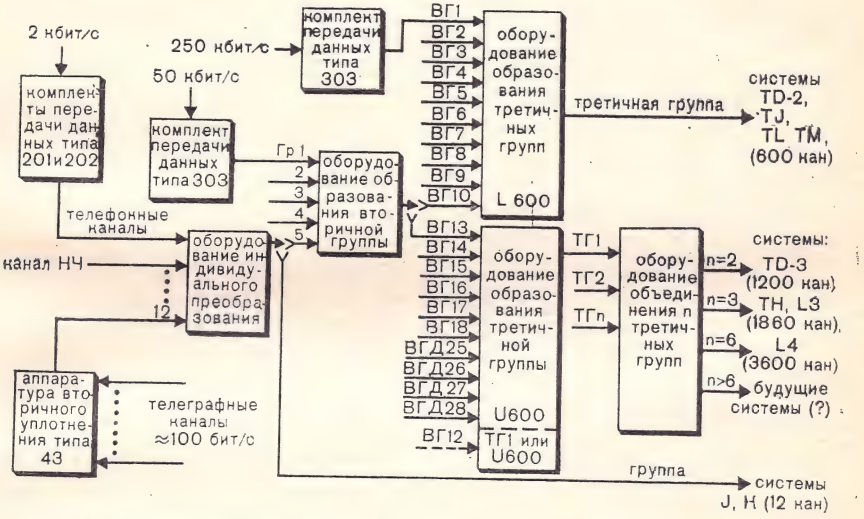


Рис. 3.5. Иерархия систем дальней связи с частотным разделением

Белл Систем. Показана только сторона передачи, хотя все те же ступени обратных преобразований должны быть реализованы на стороне приема.

Телефонный канал. Основным элементом построения групп каналов является телефонный канал. С административной и эксплуатационной точки зрения важно рассматривать его как неделимый элемент, характеризуемый лишь параметрами, измеренными на НЧ гнездах независимо от используемых средств связи. Например, всю систему радиорелейной связи можно заменить широкополосной коаксиальной системой, не изменяя характеристик отдельных телефонных каналов.

Телефонный канал, хотя и предназначен в основном для передачи речевых сигналов, можно использовать для передачи данных. Несколько узкополосных сигналов передачи данных, имеющих составляющие ниже 200 Гц, можно объединить в одном телефонном канале. Например, в аппаратуре типа 43 для объединения узкополосных сигналов передачи данных в совокупный сигнал, занимающий полосу телефонного канала, используются частотное

уплотнение и частотная модуляция [3]. Этот совокупный сигнал состоит из нескольких синусоидальных сигналов, размещенных в диапазоне тональных частот, причем каждый из них модулирован одним из узкополосных сигналов передачи данных. Поскольку совокупный сигнал не имеет составляющих вне спектра 200—3400 Гц, его можно передать в любом телефонном канале. Однако при ЧМ можно передавать составляющие узкополосных сигналов ниже 200 Гц.

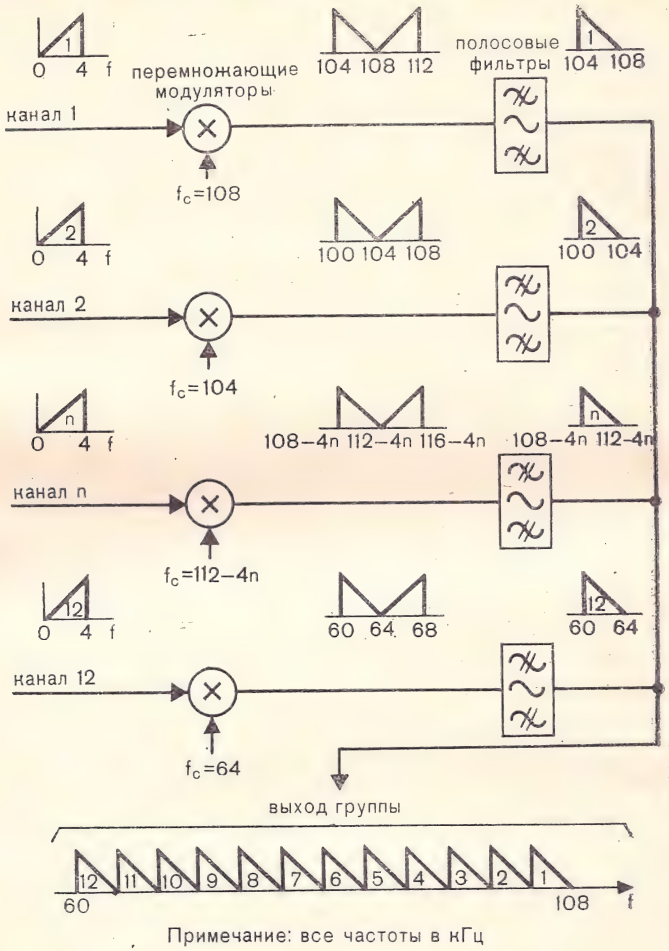
Системы передачи данных, требующие полосы, более широкой, чем полоса телефонного канала, называются широкополосными. Некоторые из точек ввода сигналов широкополосных систем передачи данных при образовании многоканального сигнала с частотным разделением показаны на рис. 3.5.

Основная первичная группа. Первая ступень объединения телефонных каналов обеспечивает их преобразование в 12-канальную группу, называемую первичной. 12-канальное преобразовательное оборудование известно под названием оборудования индивидуального преобразования типа А [4]. Эта группа в рассматриваемом оборудовании является в настоящее время стандартным элементом для построения большинства широкополосных систем дальней связи. За последние пять лет оборудование индивидуального преобразования претерпело целый ряд изменений и самый последний разрабатываемый вариант — это оборудование типа А6.

Образование 12-канальной группы показано на рис. 3.6. Наклонная прямая на рисунке, показывающем полосу частот, занимаемую каждым телефонным каналом, указывает на ориентацию частот боковых полос по отношению к тональной частоте, т. е. самая высокая амплитуда соответствует самой высокой тональной частоте. Отметим, что первичная группа образуется за счет того, что канал n ($n=1$, 12) модулирует несущую частотой $112—4n$ [кГц]. Нижние боковые полосы выделяются фильтрами и объединяются. В результате получается группа из 12 инвертированных боковых полос, занимающих полосу частот от 60 до 108 кГц. Эта полоса частот была оптимальной для кварцевых фильтров, которые применялись во время разработки первичного оборудования.

Размер первичной группы определяет и размер другой основной группы в схеме распределения частот систем с частотным разделением. Любой другой сигнал, спектр которого занимает полосу 48 кГц в диапазоне от 60 до 108 кГц, может рассматриваться как первичная группа в следующей ступени преобразования. Например, были разработаны несколько комплектов передачи данных типа 303, которые позволяли вести передачу со скоростью около 50 кбит/с в спектре первичной группы. Эти комплекты использовались для передачи шифрованных речевых сигналов и сигналов высокоскоростных систем передачи данных. Некоторые из комплектов типа 303 были рассчитаны на полосу, равную половине полосы первичной группы, и позволяли передавать информацию со скоростью около 20 кбит/с.

Хотя наибольшее распространение получило оборудование первичного группового преобразования типа А, применяются и другие способы образования первичных групп. Так, например, в ВЧ



Примечание: все частоты в кГц

Рис. 3.6. Образование первичной группы в оборудовании типа А

системе N3 для связи на короткие расстояния 12-канальные группы образуются путем модуляции несущих частотой $144+4n$ [кГц] и выделения верхних боковых полос [5]. Получающаяся в результате этого группа из 12 неинвертированных боковых полос (с передачей некоторых несущих) занимает полосу от 148 до 196 кГц. Введя одну дополнительную ступень преобразования, можно обеспечить совместимость группы системы N3 с группами из иерархии ВЧ систем дальней связи с частотным разделением [6].

Основная вторичная группа. Следующая ступень в иерархии систем с частотным разделением, показанной на рис. 3.5, представляет собой объединение пяти первичных групп в 60-канальную вторичную группу [7]. Это осуществляется преобразователями, как показано на рис. 3.7, причем n-я первичная группа

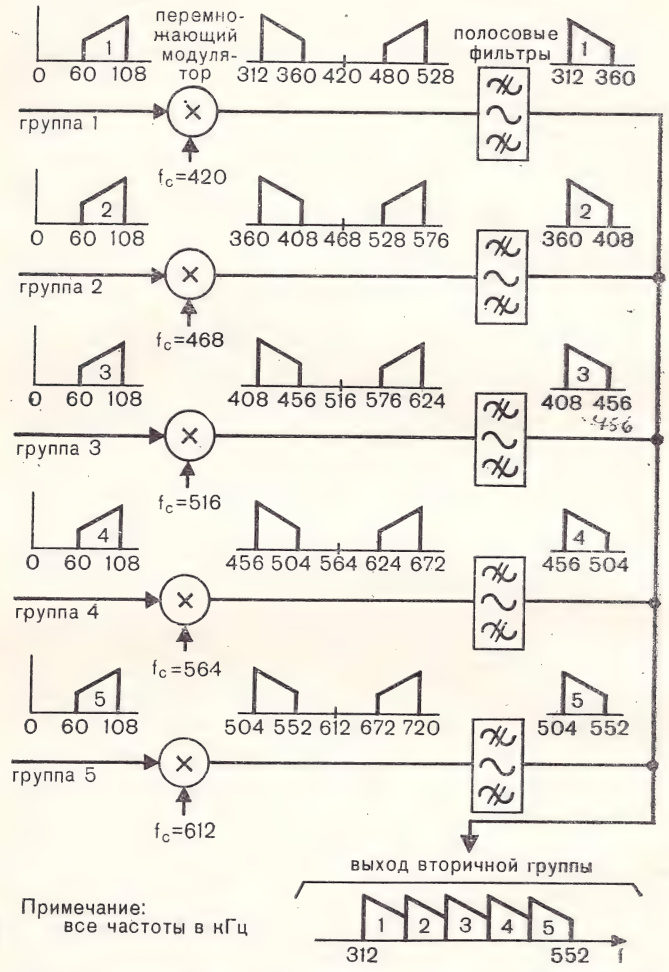


Рис. 3.7. Образование вторичной группы из первичных групп

(n=1—5) модулирует несущую 372+48n [кГц]. Фильтр вырезает нижнюю (инвертированную) боковую полосу, и пять таких полос объединяются, образуя вторичную группу шириной 240 кГц (от 312 до 552 кГц). Применение такой схемы образования вторичной группы вместо того, чтобы по-прежнему модулировать несущие частотами отдельных телефонных каналов, обусловлено несколь-

кими причинами практического характера. Одна из них состоит в том, что экономичные фильтры с требуемыми характеристиками имеются лишь для ограниченного диапазона частот. Другой важной причиной является то, что требуется наличие фильтров различного типа и подача различных несущих частот. При использовании оборудования группового преобразования можно параллельно использовать пять комплектов оборудования индивидуального преобразования типа А. Помимо возможности серийного производства упрощается проблема технического обслуживания и обеспечения запасными деталями. Поскольку при образовании вторичной группы осуществляются две инверсии по частоте, каналы в основной вторичной группе имеют ту же ориентацию, как и в полосе тональных частот. Сигналы высокоскоростных систем передачи данных до 250 кбит/с можно ввести в ВЧ систему с помощью комплектов передачи данных типа 303 в спектр основной вторичной группы, как показано на рис. 3.5.

Основная третичная группа. По аналогии со сказанным, десять вторичных групп объединяются, образуя 600-канальную третичную группу [8][1]. Отметим, что здесь представлены два

Рис. 3.8. Образование третичных групп L600 и U600

метода образования, слегка отличающиеся друг от друга. Третичная группа L600 занимает полосу от 60 до 2788 кГц и используется в системе L1 (по коаксиальному кабелю) и в РРЛ системах TD-2, TJ, TL и TM [9—13]. Третичная группа U600 занимает полосу более высоких частот (от 564 до 3084 кГц) и используется в качестве основного элемента для образования групп еще большей емкости. Как третичная группа L600, так и третичная группа U600 имеет полосы расфильтровки между вторичными группами, обусловленные требованиями расчета систем и ограничениями, которые были учтены при составлении схемы распределения частот.

[1]) Третичная группа емкостью 600 каналов используется только в США. В СССР, во всех европейских странах, а также в Японии третичная группа, в соответствии с рекомендациями МККТТ, имеет емкость 300 каналов. (Прим. ред.)

Отметим, что все боковые полосы, используемые в U600, и все боковые полосы, за исключением второй и девятой, в L600 являются нижними и представляют собой инвертированные основные вторичные группы.

Другими видами сигналов, которые вводятся в многоканальную систему выше спектра вторичных групп, являются сигналы коммерческого телевидения. Хотя исходный спектр телевизионного сигнала почти в два раза шире полосы частот третичной группы, радиорелейные системы позволяют передавать его. Однако в результате расхождений в частотных спектрах эти сигналы трудно назвать идентичными. Спектр третичной группы в основном плоский, приблизительно до 3МГц, а спектр телевизионного сигнала имеет спад на высоких частотах.

ГРУППЫ С ОЧЕНЬ ВЫСОКИМ ЧИСЛОМ КАНАЛОВ

В современных широкополосных системах передачи можно организовать группы каналов более широкие, чем третичные группы. Для ВЧ системы L3 и РРЛ системы ТН три третичных и одна вторичная группы с общим числом каналов 1860 объединяются, как показано на рис. 3.9 [14, 15]. В системе L4 используется шесть

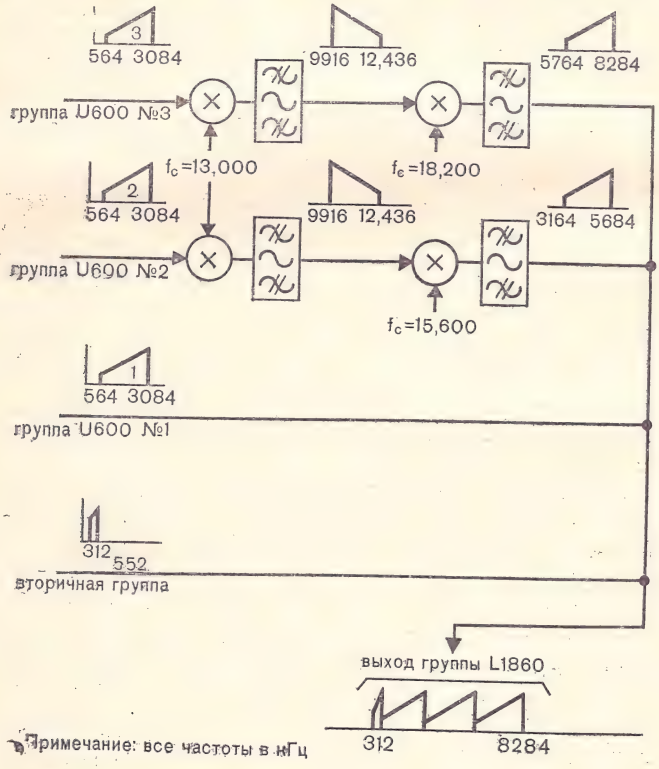


Рис. 3.9. Объединение третичных групп

третичных групп U600, чтобы получить 3600 каналов [16]. Поскольку эти более крупные группы имеют специальное применение и их использование ограничивается специфическими системами, то для них нет общепринятого названия.

Другие группы каналов. Хотя описанные группы телефонных каналов почти всегда применяются концерном Белл Систем для дальней связи, они не являются общепринятым стандартом. Например, на подводных кабелях применяется специальное оборудование уплотнения. В этом случае использование более сложного оконечного оборудования оправдано экономически, так как позволяет получить большее число каналов в имеющемся спектре частот. Было разработано оборудование индивидуального преобразования для размещения 16 каналов в полосе стандартной первичной группы от 60 до 108 кГц [17] путем использования канала полосы частот шириной 3 кГц, а не 4 кГц. Хотя полоса канала и сужается, двухступенная модуляция позволяет обеспечить эффективно передаваемую полосу частот канала от 200 до 3050 Гц. Лучшее использование спектра происходит также вследствие уменьшения полос расфильтровки между каналами в группе. Естественно, в результате этого требуются более сложные и дорогие фильтры, и такая система оказывается неэкономичной для универсального применения.

Генераторное оборудование. Поскольку несущие каналов не передаются вместе с боковыми полосами, особо строгие требования предъявляются к относительной точности частоты на противоположном конце. Требование к точности частоты порядка 10^{-8} не является исключением. Оно настолько жестко, что возможность использования отдельных автономных канальных генераторов исключается. Вместо этого генерируется очень точная основная частота 4 кГц, и все несущие получаются в виде гармоник этой частоты. В связи с этим требуются фильтры с достаточно крутым срезом для подавления соседних ненужных гармоник.

Из-за жестких требований генераторное оборудование оказывается дорогостоящим, и эти затраты должны распределяться на большое число каналов. Поэтому генераторное оборудование разрабатывается в виде централизованных комплектов, обслуживающих до нескольких тысяч каналов. Это, в свою очередь, потребовало резервирования оборудования и разработки устройств для автоматического переключения на резерв, что привело к росту затрат и повышению сложности оборудования.

При целесообразных затратах нельзя создать генератор с долговременной стабильностью, требуемой от основной частоты. Вместо этого частота генератора синхронизируется с частотой опорного сигнала, например, сигнала принимаемой линейной контрольной частоты или какого-нибудь местного источника. Используются следующие контрольные частоты синхронизации: 64 кГц в системе L1 (по коаксиальному кабелю) и в РРЛ системах TD-2, TJ, TL и TM; 308 кГц в системе L3 (по коаксиальному кабелю) и РРЛ в системе TH и 512 кГц в системе L4 (по коаксиальному кабелю).

В результате создана сеть генераторного оборудования, причем отдельные комплекты связаны трактами синхронизации со стандартом частоты концерна Белл Систем в Нью-Йорке.

На этих трактах погрешность суммируется, поэтому желательно обеспечить жесткую синхронизацию. В последних генераторных устройствах применяется синхронизация по фазе, причем погрешности фазы составляют лишь несколько градусов на частоте 4 кГц; таким образом, средняя погрешность частоты приближается к нулю с ростом периода измерения [18]. Собственная стабильность генератора составляет 10^{-8} за день, что соответствует допустимому промежутку времени между двумя подстройками частоты [19].

СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА КОРОТКИЕ РАССТОЯНИЯ

ВЧ системы связи, которые целесообразно применять на расстояниях до 250 миль, называются системами связи на короткие расстояния. Их экономичность в бóльшей степени определяется стоимостью оконечного оборудования, чем в системах дальней связи. Для снижения этой стоимости обычно используют специальное оконечное оборудование. Действительно, были разработаны системы связи на короткие расстояния, обеспечивающие экономичную организацию телефонных каналов даже на расстояние 15 миль и имеющие удовлетворительные характеристики при расстояниях до 250 миль.

Системы типа N предназначаются для использования на многопарном кабеле и используют отдельную пару кабеля для каждого направления передачи. Разделение направлений передачи осуществляется путем использования различных полос частот для каждого направления передачи, т. е. 36—140 кГц (нижняя группа) для одного направления по одной паре и 164—268 кГц (верхняя группа) для другого направления по другой паре. Перемена мест нижней и верхней групп в каждом промежуточном усилителе (называемая транспозицией частот) осуществляется с помощью несущей 304 кГц. В результате инверсии выравнивается повышенное затухание на верхних частотах линейного спектра (так называемый «перекос»), а транспозиция уменьшает переходное влияние между группами, возникающее в каждом линейном усилителе.

В системах N1 и N2 используются две боковые полосы с передачей несущей при низком индексе модуляции [20, 21], что и может показаться неэкономичным из-за ширины канала и неэффективного расхода мощности, однако оправдано экономичностью оконечного оборудования. В этом смысле важно отметить значительное снижение требований к канальным полосовым фильтрам, поскольку не требуется подавлять боковую полосу на передающем конце и несущую на обоих концах. Кроме того, передача канальных несущих частот позволяет использовать на приемном конце простой линейный детектор и упразднить устройства синхронизации. Для получения несущих достаточно просто кварцевых генераторов.

Возможность получения дополнительных каналов становится более привлекательной для систем типа N большей протяженности. Для этого была разработана система N3, позволяющая разместить 12 каналов с ОБП в полосе частот системы типа N. Для упрощения процесса демодуляции некоторые из несущих тоже передаются с низким уровнем [22].

Использование ОБП в системе N3 при связи на короткие расстояния желательно и по другой причине. Зачастую требуется выделять небольшие группы ВЧ каналов (включая и системы большой протяженности) и передавать их по воздушным линиям. Во многих случаях речь может идти о системах связи на короткие расстояния, которые требуют переприема нужной группы каналов по низкой частоте из систем большой протяженности с последующим их объединением в оконечном оборудовании систем связи на короткие расстояния. Если оборудования в системах дальней связи и связи на короткие расстояния содержат группы с одинаковым числом каналов (например, 12), то эти группы могут быть ответвлены без переприема по тональной частоте. Такой вариант весьма благоприятен не только из-за экономичности и простоты технического обслуживания, но и из-за улучшения характеристик каналов. Группы в системе N3 (12 каналов) легко совместить с основными первичными группами систем дальней связи.

В системе типа О для связи на короткие расстояния по воздушным линиям используется уплотнение со сдвоенными боковыми полосами [2, 3]. В принципе, здесь применяется ОБП, но два разных канала имеют одну и ту же несущую, которая передается с низким уровнем. Четырехпроводный режим получают на одной паре, используя различные частоты для каждого направления передачи. Это позволяет с максимальной эффективностью использовать пары проводов воздушных линий, которые в соответствии с потребностями подвешиваются по одной за раз, и поэтому их число не так уж велико. Кроме того, количество проводов, которое можно подвесить на опоре, ограничивается необходимостью обеспечить определенное расстояние между парами для снижения переходного разговора, особенно в случае ВЧ связи. Практика увеличения числа пар проводов на воздушных линиях по одной соответствует показателям медленного возрастания обмена на направлениях воздушных линий. Это обстоятельство учтено в конструкции оборудования типа О, где емкость оконечного оборудования может увеличиваться ступенями даже по четыре канала.

3.3. ВРЕМЕННО́Е РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ

Временно́е разделение является третьим видом разделения, указанным в начале данной главы. Как видно из названия, речь идет о простом использовании общего оборудования с разделением по времени, по принципу очередности. Основная идея, конечно, существует в течение значительно бо́льшего времени, чем идея частотного разделения, но еще совсем недавно в большин-

стве систем передачи почти исключительно применялось частотное разделение. Основной причиной этого является то, что технологическое состояние коммутационных устройств задерживало развитие экономичных систем.

В случае сигналов, которые не передаются в течение всего времени, разделение во времени часто применяется в телефонной связи. Например, большая часть телефонных аппаратов используется лишь в течение небольшого времени; следовательно, несколько телефонных аппаратов могут с разделением во времени включаться в общую линию к ближайшей АТС.

Если ускорить процессы во времени, то по такому же принципу можно провести временное разделение нескольких телефонных каналов, используя паузы между словами и фразами. На основе этого принципа работает система TASI, включаемая на многих межконтинентальных связях для увеличения числа каналов. Опять-таки, чтобы избежать трудностей из-за наличия бо́льшего числа говорящих абонентов, чем число имеющихся каналов, число абонентов и число каналов должно быть большим (около 100). Очевидно, что в такой системе переключение должно быть весьма быстрым, поэтому оборудование оказывается настолько сложным, что его применение оправдано лишь на дорогостоящих межконтинентальных связях.

До сих пор мы рассматривали разделение во времени сигналов, которые не передаются непрерывно. Может возникнуть вопрос, какие методы можно использовать для временного разделения сигналов, имеющих значительную энергию в течение всего времени. Поскольку нет таких моментов времени, когда можно пренебречь одним сигналом в пользу другого, необходим какой-то процесс прерывания сигналов во времени до их разделения.

То обстоятельство, что сигнал с ограниченным спектром можно стробировать в дискретные моменты без потери информации, является основой наиболее распространенного метода временного разделения. Прежде чем обратиться к рассмотрению этого применения теоремы дискретизации (см. гл. 2), рассмотрим другой вид обработки сигналов, называемый сжатием во времени. Это облегчит нам понимание дальнейшего материала.

СЖАТИЕ ВО ВРЕМЕНИ

Рассмотрим возможность разделения каналов, верхняя частота каждого из которых составляет f_T [Гц]. Вводя все N сигналов в параллельные участки запоминающего устройства и последовательно считывая информацию из участков запоминающего устройства со скоростью, в N раз большей скорости на входе, получаем на выходе сигнал, сжатый во времени. Для облегчения понимания процесса предположим, что в качестве запоминающего устройства используются магнитофоны. Подключая каждый из N магнитофонов к одному из N каналов, осуществляем параллельную запись. Последовательное считывание осуществляется путем перемещения

воспроизводящей головки вдоль участка ленты с записью со скоростью, в N раз большей, затем переключаемся на следующий магнитофон и т. д. После считывания со всех N магнитофонов воспроизводящая головка возвращается к первой ленте, и процесс повторяется. Частоты исходного сигнала тем самым увеличиваются в N раз, в результате шкала времени сжимается. Для восстановления первоначальных сигналов требуется обратный процесс.

Поскольку результатом сжатия во времени является объединение N каналов шириной f_T в полосу Nf_T, то резонно задать вопрос о преимуществах этого метода по сравнению с обычным частотным уплотнением с передачей ОБП, где спектр тот же, но оборудование проще. Ответ заключается в искажении сигналов из-за нелинейности тракта передачи. В системах с частотным разделением нелинейные искажения ведут к появлению паразитных составляющих, появляющихся в каналах в виде шумов. В широкополосных системах такие шумы могут быть недопустимо большими. При сжатии во времени каждый полезный сигнал появляется в широкополосном тракте один в те моменты, когда он вообще появляется. Поэтому, хотя нелинейность и вызывает искажение каждого отдельного сигнала, отсутствуют нелинейные шумы из-за взаимодействия различных сигналов. Такое снижение нелинейных шумов может стать важным фактором при передаче определенных типов сигналов (таких, как телевизионные) и создаст предпосылки к использованию сжатия во времени или другого метода временного разделения. В настоящее время в эксплуатации нет систем со сжатием во времени, но возможность их применения была тщательно изучена.

РАЗДЕЛЕНИЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИКМ

На рис. 3.10 показано объединение четырех изменяющихся во времени напряжений в импульсную последовательность методом ИКМ. Каждое напряжение (ограниченное по частоте НЧ фильтром) стробируется во времени. Получающиеся в результате этого АИМ сигналы поочередно объединяются и, наконец, каждый АИМ сигнал кодируется в двоичную ИКМ комбинацию. На приемном конце (не показанном на рисунке) происходит декодирование и разделение сигналов. Интервал стробирования (или дискретизации во времени) T представляет собой промежуток времени между двумя последовательными выборками напряжения в канале. Если объединяются N каналов, длительность каждой кодовой комбинации (характеризующей амплитуду АИМ сигнала в канале) должна быть равна или меньше, чем $1/N$-я часть интервала дискретизации.

Ясно, что по мере увеличения числа каналов временной интервал, предоставляемый каждому из них, уменьшается, так как выборки всех каналов должны уложиться в интервал дискретизации. Допустимая длительность кодированной импульсной по-

следовательности, характеризующей отдельную выборку, уменьшается, и интервал между отдельными импульсами сокращается с ростом числа временных каналов. Для увеличения частоты следования импульсов требуется большая полоса частот. Таким образом, число объединяемых каналов ограничивается передаваемой полосой частот.

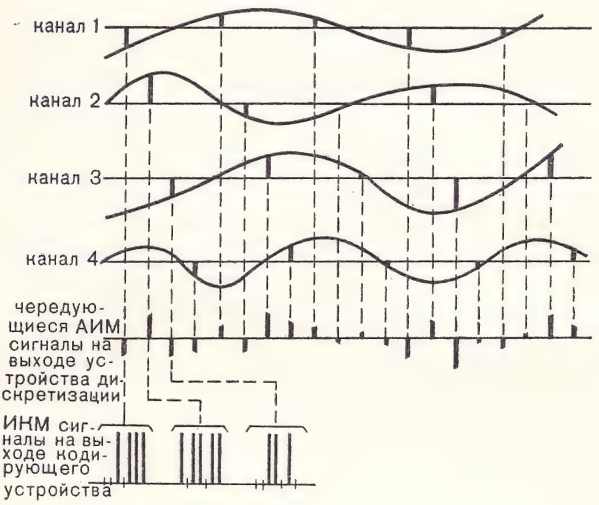


Рис. 3.10. Образование АИМ и ИКМ сигналов

Из теоремы дискретизации следует, что максимальное число независимых импульсов, которые можно надежно передать за одну секунду в полосе f_T [Гц], составляет $2f_T$ [Бод]. Следовательно, если f_T — максимальная частота сигнала, а n — число импульсов в кодовой комбинации, то для передачи сообщения требуется полоса около nf_T [Гц]. Это в n (обычно от 7 до 9) раз больше полосы, необходимой для прямой передачи или для передачи с ОБП. Этот недостаток систем с ИКМ компенсируется подавлением шумов путем регенерации нового, почти не содержащего шумов символа в каждом промежуточном усилителе.

Когда к оконечному оборудованию сходится ряд проводных трактов, защита каналов от шумов является важным фактором. Если подверженность каналов взаимным помехам велика, может потребоваться много частотноразделенных полос, и общий спектр передаваемых частот окажется широким. Хотя в случае ИКМ требуется первоначально увеличить полосу каждого канала, их помехозащищенность обычно позволяет подключать к одному пункту много трактов с одной и той же полосой частот. В итоге, ИКМ обеспечивает исключительно высокое использование кабельных сооружений, а ее другие преимущества реализуются при небольшом увеличении передаваемой полосы частот, если такое увеличение требуется. Вообще, ИКМ выгодно применять, когда необходимы стандартное качество и высокая надежность связи.

ИЕРАРХИЯ СИСТЕМ ИКМ КОНЦЕРНА БЕЛЛ СИСТЕМ

Подобно системам с частотным разделением с их иерархией, состоящей из первичных, вторичных, третичных и т. п. групп, существует иерархия и для систем ИКМ (рис. 3.11) [24].

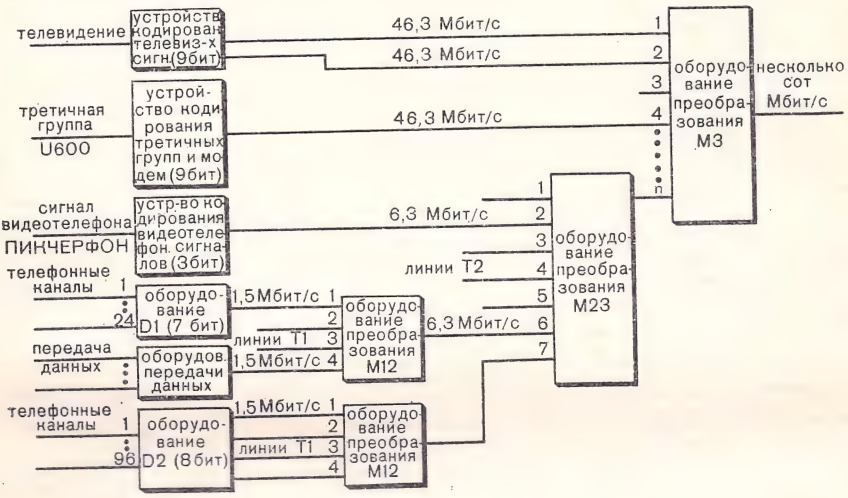


Рис. 3.11. Иерархия систем ИКМ

Оборудование первичного преобразования D1 обеспечивает кодирование 24 каналов тональной частоты с помощью семиразрядной двоичной ИКМ для передачи со скоростью 1,544 Мбит/с по линиям Т1, оборудованным регенераторами. Оборудование первичного преобразования D1 и системы Т1 широко используются в Белл Систем для связи на короткие расстояния, где они составляют сильную конкуренцию ВЧ системам типа N. Передающей средой является кабель со скрученными парами того же типа, что обычно используется для передачи в полосе тональных частот или уплотнения с помощью систем типа N. Система цифровой связи Т1 позволяет также передавать данные со скоростью около 1,5 Мбит/с, т. е. к ней можно подключить широкополосное оборудование передачи данных, как показано на рис. 3.11. Это оборудование, кроме того, позволяет объединять несколько потоков данных с более низкими скоростями.

Вслед за оборудованием D1 появилось оборудование D2, обеспечивающее кодирование 96 каналов тональной частоты восьмиразрядной ИКМ со скоростью, в четыре раза превышающей скорость в системе Т1, и заменяющее, таким образом, четыре комплекта оборудования D1.

Оборудование цифрового преобразования М12 объединяет четыре потока Т1 в поток 6,3 Мбит/с для передачи по линии Т2, оборудованной регенераторами. Отметим, что эта скорость более чем в четыре раза выше скорости системы Т1, что позволяет объ-

единять асинхронные потоки, используя метод импульсного стаффинга, описанный в гл. 23. Система Т2 также рассчитана на уплотнение обычного кабеля со скрученными парами, однако из-за высокой пропускной способности она более чувствительна к расстоянию между регенераторами в случае малого диаметра жил. По-видимому, поток 6,3 Мбит системы Т2 можно будет использовать для передачи сигналов видеотелефонной службы ПИКЧЕРФОН (полоса 1 МГц), если будет применен соответствующий метод кодирования.

Оборудование цифрового преобразования М23 объединяет семь потоков по 6,3 Мбит/с в поток 46,3 Мбит/с. В настоящее время этот поток еще не передается ни по какой системе, но может быть использован для внутристанционной передачи. Поток 43,6 Мбит/с может появиться в результате кодирования третичной группы U600. Хотя на рис. 3.11 показано просто кодирующее устройство, для девятиразрядного кодирования требуется сначала сдвинуть третичную группу по частоте. Девятиразрядное кодирование в этом случае необходимо для того, чтобы выдержать нормы по шумам при последовательном включении ряда кодирующих и декодирующих устройств. При использовании восьмиразрядного кодирования уровень шумов был бы слишком высоким.

Сигналы коммерческого цветного телевидения также стробируются и кодируются девятиразрядными комбинациями, в результате чего образуется импульсный поток 92,6 Мбит/с, эквивалентный двум потокам 46,3 Мбит/с.

Несколько потоков по 46,3 Мбит/с можно было бы объединить в более крупный поток. Были созданы экспериментальные системы, позволяющие передавать со скоростью в несколько сот мегабод по коаксиальному кабелю [25]. Были предложены системы для будущих волноводных или лазерных линий связи, объединяющие эти потоки и обладающие еще большей скоростью передачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 3

1. **Albert W. G., J. B. Evans, Jr., J. J. Ginty** and **J. B. Harley.** «Carrier Supplies for L-Type Multiplex», Bell System Tech. J., vol. 42 (Mar. 1963), pp. 279—317.
2. **Caruthers R. S.** «Copper Oxide Modulators in Carrier Telephone Systems», Bell System Tech. J., vol. 18 (Apr. 1939), pp. 315—337.
3. **Hysko J. L., W. T. Rea** and **L. C. Roberts.** «A Carrier Telegraph System for Short-Haul Applications», Bell System Tech. J., vol. 31 (July 1952), pp. 666—687.
4. **Blecher F. H. and F. J. Hallenbeck.** «The Transistorized A5 Channel Bank for Broadband Systems», Bell System Tech. J., vol. 41 (Jan. 1962), pp. 321—359.
5. **Bleisch G. W.** «The N3 Carrier System Plan», Bell Laboratories Record, vol. 43 (Mar. 1965), pp. 77—83.
6. **Haner R. L., T. H. Simmonds, Jr., and L. H. Steiff.** «A New Interface Between N3 and L Systems», Bell Laboratories Record, vol. 46 (Nov. 1968), p. 339.
7. **Hallenbeck F. J. and J. J. Mahoney, Jr.** «The New L Multiplex—System Description and Design Objectives», Bell System Tech. J., vol. 42 (Mar. 1963), pp. 207—221.
8. **Graham R. S., W. E. Adams, R. E. Powers and F. R. Bies.** «New Group and Supergroup Terminals for L-Multiples», Bell System Tech. J., vol. 42 (Mar. 1963), pp. 223—278.

9. **Abraham L. G.** «Progress in Coazial Telephone and Television Systems», Trans. of the AIEE, vol. 67 (1948), pp. 1520—1527.
10. **Roetken A. A., K. D. Smith and R. W. Friis.** «The TD-2 Microwave Radio Relay System», Bell System Tech. J., vol. 30 (Oct. 1951), pp. 1041—1077.
11. **Gammie J. and S. D. Hathaway.** «The TJ Radio Relay System», Bell System Tech. J., vol. 39 (July 1960), pp. 821—877.
12. **Hathaway S. D., D. D. Sagaser and J. A. Wood.** «The TL Radio Relay System», Bell System Tech. J., vol. 42 (Sept. 1963), pp. 2297—2353.
13. **Friis R. W., J. J. Jansen, R. M. Jensen and H. T. King.** «The TM-1/TL-2 Short-Haul Microwave Systems», Bell System Tech. J., vol. 45 (Jan. 1966), pp. 1—95.
14. **Ehrbar R. D., C. H. Elmendorf, R. H. Klie and A. J. Grossman.** «The L3 Coaxial System», Bell System Tech. J., vol. 32 (July 1953), pp. 781—1005.
15. **Kinzer J. P.** and **J. F. Laidig.** «Engineering Aspects of the TH Microwave Relay System», Bell System Tech. J., vol. 40 (Nov. 1961), pp. 1459—1494.
16. **Klie R. H.** and **R. E. Mosher.** «The L-4 Coaxial Cable System», Bell Laboratories Record, vol. 45 (July-Aug. 1967), pp. 211—217.
17. **Tucker R. S.** «Sixteen-Channel Banks for Submarine Cables», Bell laboratories Record, vol. 38 (July 1960), pp. 248—252.
18. **Clark O. P., E. J. Drazy** and **D. C. Weller.** «A Phase-Locked Primary Frequency Supply for L-Multiplex», Bell System Tech. J., vol. 42 (Mar. 1963), pp. 319—340.
19. **Shields J. G., D. C. Weller** and **W. R. Wysocki.** «A Phase-Locked Primary Frequency Supply», Bell Laboratories Record, vol. 44 (July-Aug. 1966), pp. 236—238.
20. **Caruthers R. S.** «The Type N-1 Carrier Telephone System: Objectives and Transmission Features», Bell System Tech. J., vol. 30 (Jan. 1951), pp. 1—32.
21. **Boyd R. C. and F. J. Herr.** «The N2 Carrier Terminal—objectives and Analysis», Bell System Tech. J., vol. 44 (May-June 1965), pp. 731—759.
22. **Bleisch G. W.** and **C. W. Irby.** «N3 Carrier System: Objectives and Transmission Features», Bell System Tech. J., vol. 45 (July-Aug. 1966), pp. 767—799.
23. **Fracassi R. D.** «Type-O Carrier: System Description», Bell Laboratories Record, vol. 32 (June 1954), pp. 215—220.
24. **Hoth D. F.** «Digital Communication», Bell Laboratories Record, vol. 45 (Feb. 1967), pp. 39—43.
25. **Mayo J. S.** «Experimental 224 Mb/s PCM Terminals», Bell System Tech. J., vol. 44 (Nov. 1965), pp. 1813—1840.

4. ГЛАВА

Шум и его измерение

Словом *шум* обычно называют те неприятные, мешающие звуки, которые мы предпочли бы не слышать. Этот акустический термин, как таковой, трудно описать с качественной или с количественной стороны, хотя для этой цели часто прибегают к таким поясняющим словам, как шипение, свист, щелчки, треск и т. п. Шум, достигающий уха слушателя, вызывает раздражение и ухудшает разборчивость слушаемой речи. Полный шум складывается из шума в помещении и шума в электрических цепях. Шум в помещении достигает уха абонента непосредственно — помимо телефонной трубки и косвенно — за счет слышимости собственного микрофона через телефонный аппарат и приема с дальнего конца линии связи. Этот шум можно снизить, лишь улучшая конструкцию телефонного аппарата и звукоизоляцию.

Известно много разновидностей шума, возникающего в электрических цепях. По существу, любая помеха в канале связи может рассматриваться как шум. Для удобства шумы на выходе системы характеризуются терминами, принятыми для электрических сигналов. Помехи, связанные с этими обобщенными электрическими шумами, дают самые различные конечные результаты. В телевидении, например, окончательный результат действия шума сказывается скорее на зрении, чем на слухе и субъективно описывается такими словами, как «снег» или «повторное изображение». В случае телеграфной передачи или системы передачи данных действие шума не нарушает эстетический характер передачи, а проявляется в снижении точности получаемой информации.

В системах передачи существует много потенциальных источников возникновения шума или помех. Некоторые наиболее важные из них требуют специального рассмотрения. Так, шум, возникающий из-за нелинейностей в системе передачи, рассматривается в гл. 7. Действие теплового шума на сложные схемы рассматривается в гл. 5. В данной главе мы попытаемся описать другие обычно встречающиеся источники шума.

4.1. ОБЫЧНЫЕ ТИПЫ ШУМА

Электрический шум желательно описать, по возможности, более точно. К несчастью, наиболее общей характеристикой шума явля-

ется его случайная природа. Невозможно, например, предсказать точную форму электрического сигнала шума. Если бы такое предсказание было возможным, было бы легко генерировать копию приходящего шума и путем простого вычитания ее из действительного шума получить почти полную бесшумность. Незнание точной формы шумового сигнала не мешает тем не менее измерить действующее напряжение (или ток) шума, подключив к источнику шума соответствующий измерительный прибор, и получить тем самым его количественную меру. Точно так же величину электрического шума можно определить через среднее, пиковое или выпрямленное среднее напряжение (или ток), измеренное соответствующим прибором. Соотношение между этими величинами различно для разных типов шума. Кроме того, изменение частотного спектра при прохождении его через фильтр по-разному влияет на шум в зависимости от его типа.

Обычно для описания многих типов шума пользуются понятиями теории вероятности: распределением вероятности и ее плотностью. Распределение вероятности $P(V)$ показывает вероятность того, что напряжение меньше, чем V. Распределение $P(V)$ изменяется от нуля при $V=-\infty$ до 1 при $V=\infty$. График этой функции характеризует плотность вероятности $p(V)$. Поскольку полная площадь под графиком плотности вероятности равна единице, площадь под частью этого графика на интервале от $V=V_1$ до $V=V_2$ дает долю по времени, или вероятность того, что V находится в этом интервале. Распределение вероятностей можно получить, подавая реальный шумовой сигнал на самописец распределения уровней, состоящий из группы параллельных пороговых индикаторов, присоединенных к интегрирующему измерителю на выходе источника шума. Поскольку собрать такой прибор довольно сложно, можно полагать счастливым то обстоятельство, что распределение вероятности можно найти расчетным путем, если только известен источник электрического шума.

Вероятностная функция не дает исчерпывающего описания случайного шума. Недостающим параметром является временная (или частотная) зависимость. Обычно это описание дополняют частотным спектром шумового сигнала. Поскольку этот сигнал не ограничен во времени, для него не существует спектра Фурье, который является энергетическим спектром во времени. В этом случае используют спектр мощности, который можно измерить. В аналитических выражениях обычно используют спектр действующего напряжения, или спектральную плотность, идентичную спектру мощности на сопротивлении нагрузки, равному 1 Ом.

Временну́ю зависимость шумового сигнала можно характеризовать также функцией автокорреляции, которая указывает меру зависимости между значениями сигнала, в любые два момента времени. Можно показать, что функция автокорреляции и спектральная плотность связаны между собой преобразованием Фурье [1].

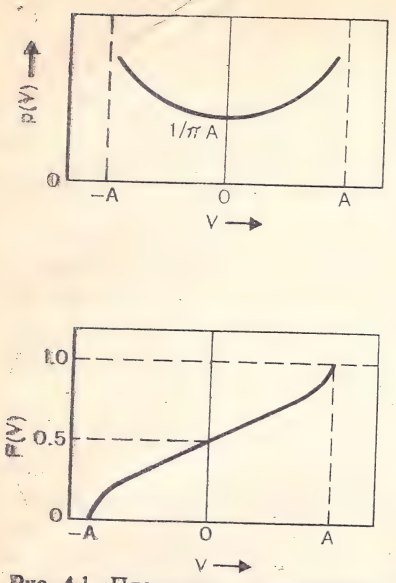


Рис. 4.1. Плотность вероятности (*а*) и функция распределения (*б*) для синусоидального сигнала

ОДНОЧАСТОТНАЯ ПОМЕХА

Трактовка синусоидального сигнала с известной амплитудой, частотой и фазой как сигнала шума может показаться странной. С сугубо теоретической точки зрения действие помехи, создаваемой таким сигналом, можно нейтрализовать его интерференцией с генерированным локально сдвинутым по фазе на 180° синусоидальным сигналом. В действительности, однако, мешающий синусоидальный сигнал может возникать из внешнего неконтролируемого источника, и его амплитуда, частота или фаза могут претерпевать непредсказываемые изменения. Поэтому иногда удобно рассматривать одночастотную помеху как шумовой сигнал с синусоидальным распределением величины во времени.

Если синусоидальное напряжение имеет амплитудное значение A, то функция плотности его вероятности (рис. 4.1*а*) [2]

$$p(V) = \begin{cases} 1/\pi \sqrt{A^2 - V^2} & -A \leqslant V \leqslant A; \\ 0 & |V| > A. \end{cases} \tag{4.1}$$

Соответствующая функция распределения вероятности (рис. 4.1*б*)

$$P(V) = \begin{cases} \dfrac{1}{2} + \dfrac{1}{\pi} \arcsin \dfrac{V}{A} & -A \leqslant V \leqslant A; \\ 0 & V < -A; \\ 1 & V > A. \end{cases} \tag{4.2}$$

Пиковое значение этого синусоидального сигнала равно A или $20 \lg A$ [дБВ]. Однако многие вольтметры не измеряют, а выпрямляют пиковое напряжение и показывают его среднее значение. Это среднее абсолютное значение можно найти, если удвоить функцию плотности (4.1) для положительных значений V, в соответствии с видом выпрямления, и определить математическое ожидание V [2]:

$$E[V] = \int_0^A \frac{2V}{\pi \sqrt{A^2 - V^2}} dV = \frac{2A}{\pi}. \tag{4.3}$$

Следовательно, среднее абсолютное значение на $20\lg(\pi/2) = 3{,}92$ дБ ниже пикового.

Подобным же образом действующее напряжение определяется как квадратный корень из математического ожидания V^2, т. е.

$$V_{\text{действ}} = \sqrt{\int_{-A}^{A} \frac{V^2}{\pi\sqrt{A^2 - V^2}}\,dV} = \frac{A}{\sqrt{2}}. \qquad (4.4)$$

Действующее напряжение на $20\lg\sqrt{2} = 3{,}01$ дБ ниже пикового. Отношение действующего напряжения к среднему абсолютному называется форм-фактором. Для синусоидального сигнала он равен 0,91 дБ. Этот фактор имеет значение постольку, поскольку многие измерительные приборы физически реагируют на среднее выпрямленное напряжение, а калиброваны в единицах действующего синусоидального напряжения (т. е. показывают на 0,91 дБ больше, чем измеряют). Если напряжение шума имеет другой форм-фактор, то при измерении его подобным прибором совершается ошибка, если показание прибора отождествляется с истинным действующим значением.

Контрольные частоты. Для некоторых целей одночастотные синусоиды специально накладывают на несущую частоту. В гл. 3 уже упоминалось их использование для синхронизации восстановленных несущих. Кроме этого, контрольные частоты используют для автоматической регулировки уровня на магистрали. Поэтому они могут создавать нежелательные помехи, которые следует рассматривать как одночастотный шум. Например, нелинейности в системе могут вызвать появление гармоник контрольной частоты. Если одна из этих гармоник попадет в канал передачи речи системы с частотным разделением каналов, то на выходе этого канала после демодуляции будет присутствовать одночастотный тональный сигнал. Подобные эффекты можно уменьшить, тщательно выбирая контрольные частоты. Например, если сделать все контрольные частоты кратными 4 кГц и выбрать все несущие частоты также кратными 4 кГц, то ни одна нелинейная составляющая не попадет в канал. Также тщательно следует выбирать и уровень контрольных частот, который, вообще говоря, должен быть минимальным при условии выполнения необходимых функций. При более высоком уровне не только увеличиваются помехи, но также расходуется значительная часть допустимой мощности системы.

Контроль. Частоты, используемые для контроля (и иногда для сигнализации), также служат источником одночастотной помехи. Наиболее распространенным типом контроля с сигнализацией на одной частоте является посылка во все незанятые каналы синусоидального сигнала частотой 2600 Гц. Эта частота может попасть в смежные занятые каналы тональной частоты, где вызовет нежелательный шум частоты 2600 Гц. Помехи более тонкого характера могут возникнуть тогда, когда системы с частотным разделением каналов содержат нелинейные элементы. В этом

случае боковая частота, соответствующая данному тону (отстоящая на 2600 Гц от несущей частоты), может взаимодействовать с контрольной или другой боковой частотой службы контроля, вызывая паразитные частоты в других каналах многоканальной системы.

ТЕПЛОВОЙ ШУМ

Тепловой шум представляет собой явление, связанное с броуновским движением электронов в проводнике. В соответствии с кинетической теорией теплоты электроны в проводнике, находясь в тепловом равновесии с молекулами, непрерывно совершают беспорядочные движения. Среднеквадратичная скорость электронов пропорциональна абсолютной температуре. Поскольку каждый электрон несет на себе отрицательный заряд, его движение в промежутке между столкновениями с молекулами вызывает короткий импульс тока. В зависимости от количества таких беспорядочно движущихся электронов и частоты столкновений на концах проводника следует ожидать некоторого электрического эффекта. Основываясь на этой модели, можно интуитивно предположить, что среднее напряжение (постоянная составляющая) равно нулю (в противном случае заряды накопились бы на одном конце проводника и остались там). Однако такое хаотическое движение зарядов должно привести к появлению переменной составляющей тока. Последняя впервые наблюдалась в 1927 г. Джонсоном [3]. Количественное теоретическое описание явления дал Найквист в 1928 г. [4]. Это явление называют шумом Джонсона, тепловым шумом, тепловым возбуждением, шумом сопротивления.

Закон равного распределения Больцмана и Максвелла (подтвержденный работами Джонсона и Найквиста) утверждает, что наибольшая мощность, которую можно получить от источника теплового шума в полосе частот 1 Гц, равна

$$p_n(f) = kT, \quad [\text{Вт/Гц}], \tag{4.5}$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1{,}3805 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T — абсолютная температура источника шума в градусах Кельвина. При комнатной температуре 17°С, т. е. 290 К, выходная мощность шума составляет $4{,}0 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц, или — 174 дБм/Гц.

Из теории равного распределения известно, что спектральная плотность мощности не зависит от частоты. Из-за этой особенности тепловой шум называют также белым шумом — по аналогии с белым светом, содержащим все частоты в видимом участке светового спектра. В действительности эта аналогия не вполне корректна, поскольку в оптике равномерное распределение для белого света относится скорее к длине волны, нежели к частоте. Термин же «белый шум» установился по отношению к шуму, имеющему равномерный спектр по частоте, и в этом смысле данный термин применяется здесь.

Во всех опубликованных экспериментах было найдено, что мощность теплового шума пропорциональна полосе частот в лю-

бом интервале — от нулевой частоты (постоянный ток) и до самых высоких используемых частот диапазона СВЧ. При неограниченной полосе частот в соответствии с теорией равного распределения мощность источника теплового шума также должна быть неограниченной. Эта трудность выявляет недостаток теории равного распределения и может быть разрешена в рамках квантово-механических представлений. Оказывается, что величину kT следует заменить на $hf[\exp(hf/kT)-1]$, где $h=6{,}625\cdot10^{-31}$ Дж·с — постоянная Планка. Применяя этот результат к выражению для мощности теплового шума, получаем

$$p_n(f) = \frac{hf}{\exp(hf/kT)-1} \quad [\text{Вт/Гц}]. \tag{4.6}$$

Таким образом, при достаточно высоких частотах спектр теплового шума в конце концов спадает до нуля. Это не означает, что на таких частотах можно построить бесшумные устройства. В этом случае к соотношению (4.6) следует добавить квантовый шумовой член, равный hf. Из рис. 4.2 видно, что переходная область рас-

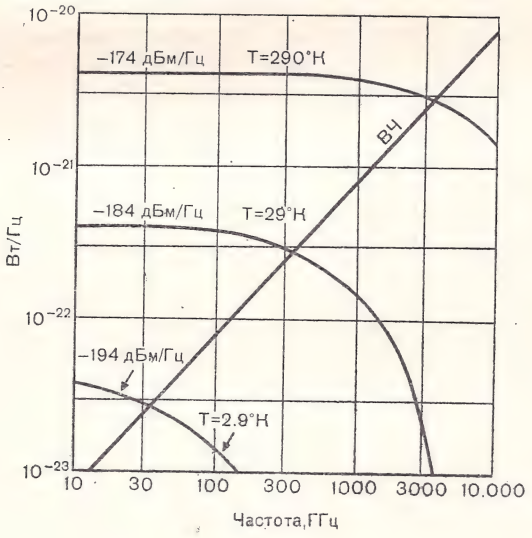


Рис. 4.2. Мощность теплового шума на согласованной нагрузке на высоких частотах

полагается около частоты 40 ГГц при $T=2{,}9$ К, 400 ГГц при $T=29$ К и 4000 ГГц при комнатной температуре.

В большинстве практических случаев наибольшая мощность шума, которую можно получить от теплового источника, прямо пропорциональна произведению полосы системы или детектора на абсолютную температуру источника. Следовательно,

$$p_a = kTB_w \ [\text{Вт}], \tag{4.7}$$

где B_w — полоса системы, Гц; P_a — наибольшая мощность шума, Вт. Мощность

$$P_a = -174 + 10\lg B_w \text{ [дБм]} \tag{4.8}$$

указывает ту минимальную шумовую мощность, которая неизбежно ограничивает усиление слабого сигнала.

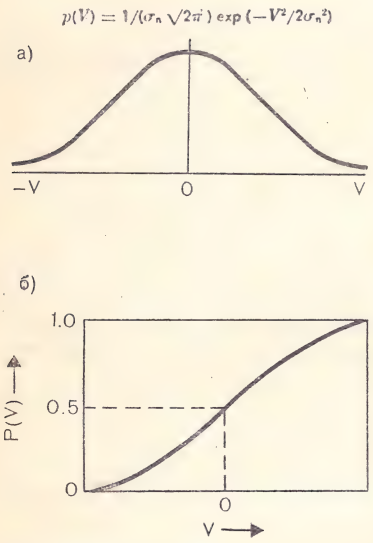


Рис. 4.3. Плотность вероятности Гаусса (*а*) и функция ее распределения (*б*)

Распределение Гаусса. Распределение Гаусса представляет собой предельный вид функции распределения суммы большого количества независимых величин, каждая из которых может иметь свое собственное распределение [5]. Это положение известно в теории вероятности как *центральная предельная теорема*. Тепловой шум, который можно рассматривать как суперпозицию огромного числа случайных, практически независимых вкладов от отдельных электронов, удовлетворяет теоретическим условиям распределения Гаусса. Для нулевого среднего значения функция плотности вероятности Гаусса показана на рис. 4.3*а* и дается выражением

$$p(V) = \frac{1}{\sigma_n\sqrt{2\pi}}\exp\left(-V^2/2\sigma_n^2\right). \tag{4.9}$$

Функция распределения вероятности (рис. 4.3*б*) выражается через интеграл от (4.9):

$$p(V) = \frac{1}{\sigma_n\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{V}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right)dx, \tag{4.10}$$

значение которого табулировано для различных величин V/σ_n [6].

Легко показать, что средний квадрат напряжения (ожидаемое значение V^2) равен дисперсии σ^2_n. Поэтому действующее напряжение источника шума с распределением Гаусса равно среднему квадратическому отклонению σ_n. Среднее выпрямленное (при двухполупериодном выпрямлении) напряжение можно получить как ожидаемое значение V, используя одностороннюю «сложенную» функцию плотности

$$E(|V|) = \frac{2}{\sigma_n\sqrt{2\pi}}\int_{0}^{\infty} V\exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma_n^2}\right)dV = \sigma_n\sqrt{\frac{2}{\pi}}. \tag{4.11}$$

Форм-фактор, т. е. отношение действующего напряжения к среднему модулю напряжения, равен $\sqrt{\pi/2} = 1{,}253$ (1,96 дБ). Напом-

ним, что форм-фактор синусоидального сигнала равен 0,91 дБ. Это различие имеет существенное значение в том случае, если для измерения шума используется прибор выпрямительного типа, калиброванный по действующему синусоидальному напряжению: показание прибора для теплового шума оказывается заниженным по сравнению с истинным значением на 1,05 дБ.

Гауссов шум имеет отличную от нуля вероятность для любого, сколь угодно большого напряжения. Поэтому пик-фактор, равный отношению пикового напряжения к действующему, для теплового шума не имеет смысла. Для этого частного случая целесообразно модифицировать определение пик-фактора как отношение напряжения, превышаемого шумом в течение определенной доли времени наблюдения, к действующему напряжению. Обычно относительное время превышения выбирают равным 0,01%. Анализ нормального распределения показывает, что соответствующее напряжение по абсолютной величине равно $3{,}89\,\sigma_n$, т. е. в течение 0,01% времени наблюдения $|V|>3{,}89\,\sigma_n$. Поскольку σ_n есть действующее напряжение шума, то пик-фактор теплового шума равен 3,89, или 11,80 дБ. Уменьшение времени фиксации пиков до 0,001% увеличивает пик-фактор до 12,9 дБ, т. е. всего на 1,1 дБ.

Пик-фактор должен приниматься во внимание при испытаниях усилителей и телефонных систем с промежуточными усилителями путем загрузки их тепловым шумом. Рассмотрим собственно усилитель. Это устройство может пропускать без ограничения или других искажений лишь ограниченный по амплитуде сигнал. Если усилитель предназначен для усиления как синусоидального, так и шумового сигнала без искажения формы, то допустимая мощность шума на 8,8 дБ меньше допустимой мощности синусоидального сигнала.

То обстоятельство, что тепловой шум является одновременно белым и гауссовым, приводит иногда к ошибочному отождествлению этих понятий. Однако эти термины не всегда являются синонимами. Например, пропускание гауссова шума через линейную схему, как, например, через фильтр, оставляет его гауссовым, но может существенно изменить его частотный спектр. С другой стороны, одиночный импульс, не имеющий гауссова распределения напряжения, может обладать плоским, т. е. белым частотным спектром.

Представление белого шума синусоидальными колебаниями со случайными фазами. Для анализа систем связи желательно иметь другие представления гауссова сигнала шума. Одним из чрезвычайно полезных является представление его в виде суммы большого числа синусоидальных колебаний различных частот с равномерно распределенными случайными фазами:

$$e_n(t) = \sum_{k=1}^{k_M} A_k \cos(2\pi f_k t + \theta_k), \qquad (4.12)$$

где k_N — количество синусоидальных колебаний, использованное для аппроксимации шумового сигнала; A_k — амплитуда; f_k — частота; θ_k — фаза k-го синусоидального колебания.

Чтобы комбинация синусоидальных колебаний давала хорошее представление сигнала шума, ее статистические характеристики должны быть близки к характеристикам сигнала шума как во временной, так и в частотной областях.

В практических приложениях спектр мощности сигнала шума можно считать постоянным, независимым от частоты. Чтобы сумма синусоидальных колебаний представляла сигнал шума в полосе частот от f_1 до f_2, ее спектр мощности также должен быть постоянным в этих пределах. Одним из удобных способов достичь этого является разномерное размещение частот синусоидальных колебаний между f_1 и f_2 при равных их амплитудах. Количество синусоидальных колебаний зависит от требуемой точности аппроксимации. Распределение вероятности для суммы синусоид со случайными фазами исследовалось несколькими авторами и здесь не обсуждается [7]. На рис. 4.4 показано, как соотносятся пиковое

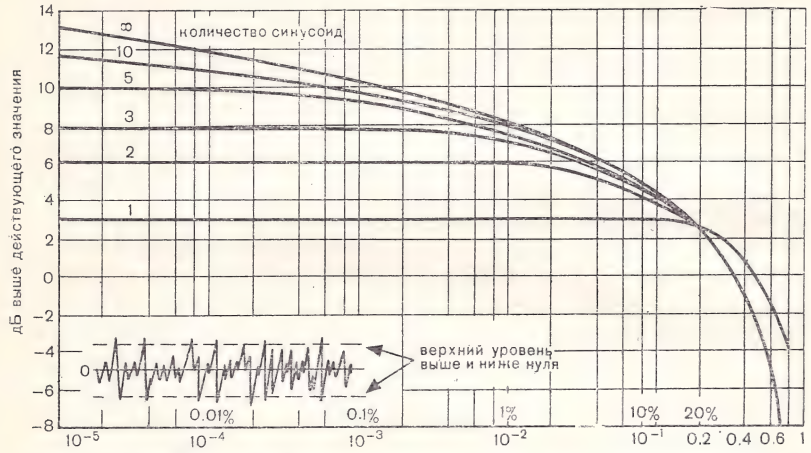


Рис. 4.4. Распределение мгновенных амплитуд синусоидальных сигналов со случайной фазой

и действующее значения для суммы синусоидальных колебаний в зависимости от вероятности, с которой отклонение превышает заданный уровень. Распределение применимо к синусоидальным колебаниям одинаковых или различных (но несоизмеримых) частот, если их фазы случайны и распределены равномерно.

Что касается того, какое количество синусоидальных сигналов требуется для удовлетворительной аппроксимации, то из рис. 4.4 видно, что распределение для десяти сигналов близко к гауссову (соответствующему бесконечному числу сигналов). Таким образом, для инженерных целей достаточно десяти или более синусоидальных колебаний.

Эквивалентная схема источника теплового шума. Соотношение (4.7) показало, что во всех практически интересных случаях мощность, которую можно получить от источника теплового шума, находящегося при температуре T К, в полосе B_w, равна $p_a = kTB_w$. Хорошим примером источника теплового шума служит резистор. Эквивалентную схему резистора как источника шума можно представить в виде генератора напряжения шума e_n, соединенного последовательно с гипотетически нешумящим резистором, имеющим то же сопротивление R, что и шумящий резистор. Если эти генератор и резистор соединены с нагрузочным резистором, имеющим сопротивление R_1, как показано на рис. 4.5, то генератор выделяет мощность на сопротивлении нагрузки R_1. Легко показать, что наибольшая мощность, равная $p_a = e^2_{n\text{действ}}/4R$, выделяется на нагрузочном сопротивлении в том случае, если $R_1 = R$. Ее обычно называют мощностью на согласованной нагрузке (availiable power) источника Тевенина, показанного на рис. 4.5. Мощность источника теплового шума на согласованной нагрузке равна $p_a = kTB_w$. Приравнивая два последних выражения, найдем действующее напряжение эквивалентного генератора Тевенина:

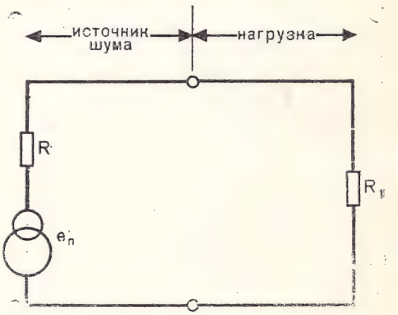


Рис. 4.5. Эквивалентная схема шумящего резистора

$$e_{n_{\text{действ}}} = \sqrt{4kTB_wR}. \qquad (4.13)$$

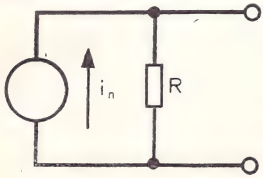


Рис. 4.6. Эквивалентная схема Нортона для шумящего резистора

Подобным образом для шумящего резистора можно составить и эквивалентную схему Нортона (рис. 4.6). Действующий ток шумового генератора тока равен

$$i_{n_{\text{действ}}} = \sqrt{4kTB_w/R}, \qquad (4.14)$$

где R — сопротивление исходного шумящего резистора. Поскольку резистор есть источник теплового шума, температура T совпадает с действительной физической температурой резистора, выраженной в градусах Кельвина.

Если два шумящих резистора R_1 и R_2 соединены последовательно, как показано на рис. 4.7*а*, то для результирующего источника шума можно построить эквивалентную схему Тевенина (рис. 4.7*в*), которая получается как комбинация эквивалентных схем обоих резисторов (рис. 4.7*б*). Сопротивление новой эквивалентной схемы R равно $R_1 + R_2$, а напряжение холостого хода (ЭДС)

$$e_n = e_{n_1} + e_{n_2}. \qquad (4.15)$$

Поскольку напряжения этих двух генераторов не коррелированы, действующее напряжение, создаваемое двумя резисторами, равно

корню квадратному из суммы квадратов действующих напряжений. Иначе говоря, поскольку

$$e_{n_{1\text{действ}}} = \sqrt{4kTB_w R_1}; \quad e_{n_{2\text{действ}}} = \sqrt{4kTB_w R_2},$$

то

$$e_{n_{\text{действ}}} = \sqrt{4kTB_w (R_1 + R_2)}. \tag{4.16}$$

Предполагается, что оба резистора имеют одинаковую физическую температуру и что действующее напряжение холостого хода

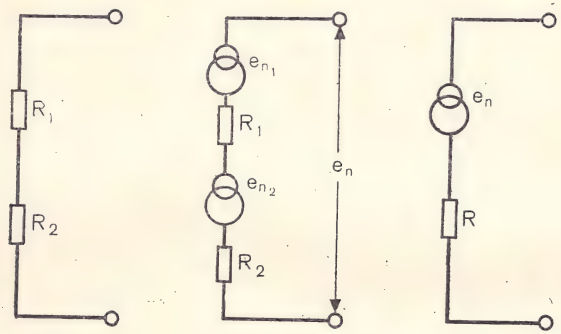


Рис. 4.7. Последовательно включенные шумящие резисторы

источника шума прямо пропорционально квадратному корню из внутреннего сопротивления источника.

Эквивалентное сопротивление источника шума, состоящего из двух параллельных резисторов R_1 и R_2, равно $R_1R_2/(R_1+R_2)$. Можно показать, что эквивалентная действующая ЭДС равна

$$e_{n_{\text{действ}}} = \sqrt{4kTB_w R_1 R_2/(R_1 + R_2)}. \tag{4.17}$$

Действующая ЭДС снова оказалась пропорциональной квадратному корню из эквивалентного сопротивления источника шума. При выводе соотношения (4.17) из эквивалентной схемы Тевенина следует соблюдать некоторую осторожность. Вначале следует рассчитать мгновенное напряжение холостого хода, а из него получить действующее значение. В общем случае резистивного двухполюсника, все сопротивления которого находятся при одной температуре, можно показать, что действующее напряжение шума при холостом ходе пропорционально квадратному корню из сопротивления цепи, измеренного на зажимах двухполюсника, независимо от того, как соединены между собой резисторы.

Рассмотрим теперь влияние реактивных элементов, соединенных с шумящими резисторами. Если цепь состоит из параллельно соединенных резистора и конденсатора, то конденсатор не рассеивает мощности шума, создаваемой резистором. Если же сам конденсатор создает шум, то его мощность рассеивается резисто-

ром. Это означает, что сопротивление нагревается, а конденсатор охлаждается. Такое поведение противоречит закону энтропии термодинамики. Следовательно, предположение о создании шума конденсатором ложно. Такая же аргументация справедлива и по отношению к индуктивным элементам. Реактивные элементы не вносят своего вклада в шум цепи типа *RLC*, однако, поскольку импеданс реактивных элементов зависит от частоты, шум на выходе такой цепи может иметь частотную зависимость. В общем случае у пассивного линейного двухполюсника, имеющего выходное сопротивление $Z(f)=R(f)+iX(f)$, действующее напряжение шума при холостом ходе в узком частотном интервале df равно

$$e_{n_{\text{действ}}} = \sqrt{4kTR(f)\,df}. \qquad (4.18)$$

Шумовая температура. Поскольку мощность на согласованной нагрузке теплового источника шума прямо пропорциональна его абсолютной температуре, можно говорить о том, что источник имеет некоторую шумовую температуру, выраженную в градусах Кельвина. Для теплового источника шума шумовая температура равна физической. Понятие шумовой температуры чрезвычайно удобно в том случае, когда нужно охарактеризовать мощность источников шума иного типа, таких, как шумовые диоды или газоразрядные СВЧ приборы. Можно сказать, что шумовая температура подобного устройства равна такой температуре теплового источника шума, при которой последний выделяет туже мощность шума на согласованной нагрузке, что и характеризуемый источник шума. Таким образом, если данный источник дает мощность шума на согласованной нагрузке p_a[Вт] в малом частотном интервале df[Гц], то его шумовая температура равна $T = p_a/kdf$, причем шумовая температура источника шума не обязательно равна его физической температуре.

Следует указать также, что шумовая температура источника шума может быть функцией частоты. В определение шумовой температуры входит мощность шума в узком интервале частот. Следовательно, если спектр мощности шума источника не является плоским, его шумовая температура будет зависеть от частоты.

Заметим, что понятие шумовой температуры приложимо не только к источникам шума, как таковым. Мощность шума, измеренную на выходе усилителя, можно выразить через эквивалентную шумовую температуру. Шум, появляющийся на выходных зажимах антенны, также можно определить через понятие шумовой температуры: в этом случае используют термин *шумовая температура антенны*. Чем больше шум, вносимый антенной, тем выше ее шумовая температура. Этот шум возникает вследствие радиации как наземных объектов, так и объектов космического пространства — таких, как солнце, луна, радиозвезды, горячий ионизированный межзвездный газ.

Другой аспект шумовой температуры, используемый по отношению к двухполюсникам, — это избыточная шумовая температура. Избыточная шумовая температура T_a источника шума опре-

деляется как разность между его шумовой температурой T и шумовой температурой T_0 теплового источника шума, находящегося при стандартной, или комнатной, температуре (290 К = 17°С = = 62,6°F). Таким образом,

$$T_x = T - T_0. \tag{4.19}$$

В соответствии с этим определением источник шума может иметь как положительную, так и отрицательную (например, резистор при температуре, меньшей T_0) избыточную шумовую температуру.

Многие выпускаемые промышленностью источники шума с резистивным выходом калибруются в значениях избыточной температуры. Избыточную шумовую температуру можно интерпретировать как часть шумовой температуры сверх шумовой температуры резистивного выхода источника. Если выходное напряжение калибровано в значениях стандартной температуры, источник может использоваться в соответствии с калибровкой. В противном случае необходима корректировка, учитывающая разность между действительной температурой выхода и стандартной температурой. Поэтому в использовании термина «избыточная шумовая температура» необходима определенная осторожность, особенно по отношению к приборам, применяемым для измерений шумов усилителей.

ДРОБОВОЙ ШУМ

Дробовой шум возникает из-за дискретного характера электронного потока и обнаруживается в большинстве активных устройств. Впервые он наблюдался в анодном токе усилительных электронных ламп и описан У. Шоттки в 1918 г. По Шоттки средний квадрат тока шума в полосе 1 Гц равен

$$i^2_{\text{действ}} = 2qI, \tag{4.20}$$

где $q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ К, I — постоянный ток через прибор, выраженный в амперах.

Поскольку дробовой шум возникает из очень большого количества независимых составляющих, центральная предельная теорема позволяет предполагать, что он, как и тепловой шум, является гауссовым по отношению к переменной, определяемой соотношением (4.20). Наблюдения подтверждают это предположение. Аналогично, с достаточной точностью, можно утверждать, что каждая составляющая этого шума, возникающая в результате одного импульса, имеет равномерный спектр во всем практически важном диапазоне частот, так что дробовой шум, как и тепловой, можно считать белым. Имеются, однако, два существенных различия между дробовым и тепловым шумами: 1) величина теплового шума пропорциональна абсолютной температуре, тогда как дробовой шум непосредственно от температуры не зависит, 2) величина дробового шума пропорциональна квадратному корню из тока. Следовательно, она связана с амплитудой сигнала, тогда как

для теплового шума эта связь отсутствует. Линейная фильтрация или преобразование формы дробового шума не влияет на его гауссов характер, но не оставляет его белым. Мы снова видим, что термины белый и гауссов не являются синонимами.

НИЗКОЧАСТОТНЫЙ (1/f) ШУМ

Третий тип шума, имеющего гауссово распределение, — низкочастотный шум, называемый также контактным, избыточным, фликершумом или шумом $1/f$ из-за его специфического возрастания с уменьшением частоты. Этот шум связывают с контактными и поверхностными неоднородностями катодов и полупроводников. По-видимому, он возникает из-за флуктуации электропроводности среды. Большие успехи были достигнуты в подавлении этого эффекта путем очистки и пассивации поверхности полупроводников. Хорошие приборы могут иметь пренебрежимо малый шум $1/f$ на частотах свыше 1 кГц, хотя в высокочастотных малошумящих транзисторах эта критическая частота может быть на несколько порядков выше. Данный эффект ограничивает качество работы полупроводниковых детекторных диодов СВЧ. Спектральная плотность этого типа шума изменяется по закону [2]

$$p(f) = K/f^{\nu} \text{ [Вт]}, \tag{4.21}$$

где ν лежит в пределах от 0,8 до 1,5. Интересно отметить, что если ν точно равно единице, то мощность в полосе частот от f_1 до f_2 равна

$$p = \int_{f_1}^{f_2} \frac{K}{f}\, df = K(\ln f_2 - \ln f_1). \tag{4.22}$$

Это выражение дает бесконечную величину мощности шума в том случае, если полоса простирается до нулевой частоты вниз или до бесконечной частоты вверх. Поскольку действительная мощность шума конечна, закон $1/f$ может выдерживаться точно лишь в ограниченной полосе частот, не включающей в себя нулевую и бесконечно большую. Замечательно, что эксперимент показывает выполнение закона $1/f$ с большой точностью в очень широком частотном диапазоне, простирающемся вниз до долей герца.

Пересчет выражения (4.22) для случая $\nu<1$ дает конечное значение мощности при $f_1=0$, но не при бесконечно большом f_2. Наоборот, если $\nu>1$, то мощность конечна при бесконечно большом f_2, но не при $f_1=0$. Таким образом, никакое значение ν не дает закона, справедливого на обоих концах частотного диапазона. Трудно подобрать физическую модель, которая согласовывалась бы с экспериментальными данными в широком частотном диапазоне, составляющем много октав, но не включающем нулевую и бесконечно большую частоты.

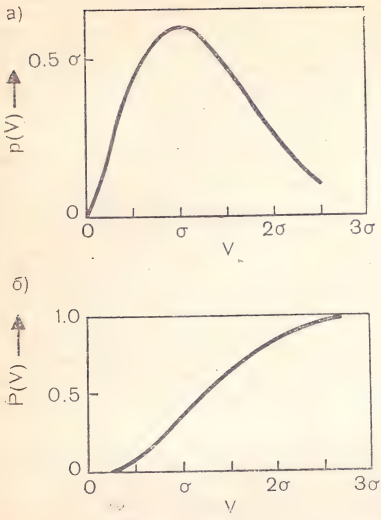


Рис. 4.8. Плотность (*а*) и распределение (*б*) рэлеевских функций вероятности

РЭЛЕЕВСКИЙ ШУМ

Если ширина полосы шума мала по сравнению со средней его частотой, шум можно рассматривать как узкополосный. Тогда гауссов шум можно представить в виде синусоидальной несущей некоторой средней частоты, амплитудномодулированной низкочастотными колебаниями, наивысшая частота которых зависит от полосы шума.

Низкочастотную огибающую можно физически получить, подав узкополосный шум с высоким уровнем на линейный детектор. Выходное напряжение детектора представляет собой некую плавную огибающую в области положительных значений напряжения шума. Если шум является гауссовым, то огибающая имеет распределение, называемое распределением Рэлея, плотность вероятности которого (рис. 4.8 *а*)

$$p(V) = \frac{V}{\sigma^2} \exp(-V^2/2\sigma^2) \quad V > 0, \tag{4.23}$$

а функция ее распределения (рис. 4.8*б*)

$$P(V) = 1 - \exp(-V^2/2\sigma^2) \quad V > 0. \tag{4.24}$$

Заметим при этом, что возможны лишь положительные значения переменной, среднее значение которой равно

$$E[V] = \int_0^\infty \frac{V^2}{\sigma^2} \exp(-V^2/2\sigma^2)\, dV = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\,\sigma. \tag{4.25}$$

Средний квадрат напряжения равен

$$E[V^2] = \int_0^\infty \frac{V^3}{\sigma^2} \exp(-V^2/2\sigma^2)\, dV = 2\sigma^2. \tag{4.26}$$

Таким образом, средний квадрат огибающей равен удвоенному среднему квадрату исходного шумового напряжения. Средний квадрат переменной составляющей равен

$$E[V^2] - \{E[V]\}^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2 = 0{,}429\sigma^2. \tag{4.27}$$

Действующее значение переменной составляющей есть квадратный корень из (4.27), т. е. 0,655 σ. Форм-фактор полного рэлеевского шума равен $2/\sqrt{\pi} = 1{,}128$, или 1,05 дБ.

Определяя пиковое напряжение рэлеевского шума как напряжение, превышаемое в течение 0,01% времени, получим пик-фактор 9,64 дБ, т. е. более чем на 2 дБ меньше, чем для гауссова шума. Рэлеевское распределение имеет важное значение при исследовании узкополосных нормальных процессов, когда линейный детектор является, как правило, частью приемной аппаратуры. Для того чтобы не возникала путаница, следует учитывать разницу между пик-факторами рэлеевского и гауссова шумов.

ИМПУЛЬСНЫЙ ШУМ

Импульсный шум состоит из коротких всплесков энергии, имеющих почти плоский частотный спектр во всем практически важном диапазоне частот. Этот шум возникает из-за переходных процессов при коммутации на центральной телефонной станции и из-за разрядов коронного типа вдоль линии, оборудованной промежуточными усилителями.

Примечание редактора. Работы, проведенные за последние годы отечественными учеными, показали, что импульсные помехи могут быть вызваны следующими причинами:

1) недостаточная величина переходного затухания между каналами одной системы и параллельных систем, повышенная нелинейность системы или ее перегрузка;

2) ручное переключение некоторых цепей аппаратуры при наличии конструктивных недостатков в схеме;

3) пробой промежутка подогреватель — катод в лампах усилителей аппаратуры из-за превышения допустимого напряжения;

4) гроза в районе прохождения воздушной, кабельной или радиорелейной линии связи;

5) питание аппаратуры (например, оборудования РРЛ) непосредственно от сети промышленного переменного тока без рекомендованных машинных агрегатов, развязывающих цепи питания аппаратуры от внешней сети. Толчки напряжения и внешние помехи;

6) действия эксплуатационно-технического персонала станций и магистралей как в соответствии с инструкциями по эксплуатации, так и вопреки им, как, например:

а) симметрирование пар кабеля (вызывает импульсные помехи в ВЧ системах передачи, работающих на параллельных парах);

б) механическая профилактика оборудования («улучшение» паек, качание электронных ламп, дужек и других деталей оборудования с непаянными соединениями, случайное перегорание предохранителей на параллельных системах);

в) небрежное подключение измерительных приборов при проведении электрических измерений во время работы линий связи, в частности, при измерении токов входных ламп;

г) проверка работоспособности генераторного оборудования путем переключения на резервный комплект;

д) кратковременные перерывы в линейном тракте. Импульсная помеха возникает как реакция узкополосного канала на кратковременное прерывание.

Помехи, вызванные причинами, указанными в п. 1, могут быть малы по амплитуде и тогда они влияют только на качество передачи телефонной информации и практически не вызывают ошибок при передаче дискретной информации. При значительном снижении переходного затухания между ВЧ системами передачи в одном кабеле (на 16—17 дБ против нормы) из-за сигналов повышенной мощности (тональный телеграф, фототелеграф, вещание) в одноименных каналах параллельных систем появляются импульсные помехи большой амплитуды, вызывающие существенные ошибки при передаче дискретной информации.

Более подробные сведения об импульсных помехах, причинах их возникновения и влияния на передачу дискретной информации приведены в [7].

Возникающие при этом щелчки и хлопки не имеют значения для человека, так как их уровень не таков, чтобы нарушить слышимость. Системы же ИКМ и приемники систем передачи данных реагируют на подобные импульсы, так как не отличают шумовых импульсов от сигнальных. Поэтому непрерывное обследование и контроль импульсных шумов имеют особое значение для цифровой передачи.

Если импульсы возникают независимо друг от друга через случайные промежутки времени, то их количество за любой фиксированный интервал времени имеет пуассоновское распределение [8]:

$$P(n) = (\nu T)^n e^{-\nu T} / n!, \tag{4.28}$$

где $P(n)$ — вероятность появления ровно n импульсов за время T; ν — среднее число импульсов в единицу времени. Однако эмпирическим путем было найдено, что количество появлений шумовых импульсов в единицу времени описывается не пуассоновским, а логарифмически нормальным распределением. Важное различие между импульсным и непрерывным шумом состоит в том, что импульсы коротки в сравнении с промежутками между ними, так что приемная цепь реагирует на них как на независимые события. Сужение полосы приводит постепенно к слиянию различимых импульсов в непрерывный шум. Однако при этом амплитуда шумовых пиков изменяется прямо пропорционально полосе, тогда как действующее напряжение изменяется как квадратный корень из полосы. Это происходит от того, что отдельные импульсы можно представить как сумму почти равных составляющих, совпадающих по фазе и равномерно распределенных по частоте. В результате сужения полосы вырезается часть составляющих пропорционально полосе. Действующее напряжение пропорционально корню квадратному из мощности, которая прямо пропорциональна полосе. Поэтому с помощью фильтрации возможно изменять пик-фактор импульсного шума. Импульсный шум в узкополосных цепях можно значительно подавить, используя широкополосные амплитудные ограничители, предшествующие устройствам ограничения частоты. Выгоднее ограничить амплитуду импульсов, пока пик-фактор велик, чем ждать пока импульсы значительно «размажутся» в результате частотного ограничения.

ШУМ КВАНТОВАНИЯ

Преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму в системах ИКМ сопровождается округлением дискретных значений сигналов, что вызывает так называемый шум квантования. Дискрет сигнала можно правильно закодировать лишь в том случае, если он в точности соответствует одной из кодовых комбинаций. Для всех других значений в типичных системах возникает ошибка, величина которой может быть заключена в пределах от отрицательного до положительного полушага квантования. Для линейного

квантующего устройства, которому не свойственны перегрузки, ошибки квантования можно считать равновероятными. Если пренебречь ограничением, связанным с перегрузкой, то результатом является шум с постоянной плотностью вероятности внутри интервала от минус полушага $(-V_s/2)$ до плюс полушага $(V_s/2)$, как показано на рис. 4.9, где V_s — разность напряжений, соответствующая шагу. Величину V_s можно сделать сколь угодно малой, просто увеличив количество уровней квантования и, следовательно, длину кодовой комбинации, приходящейся на один отсчет. Однако при этом увеличивается требуемая скорость передачи информации (и, следовательно, требуемая ширина полосы) или уменьшается пропускная способность системы с заданной скоростью передачи, так что лучше допустить настолько большой шум квантования, насколько это приемлемо.

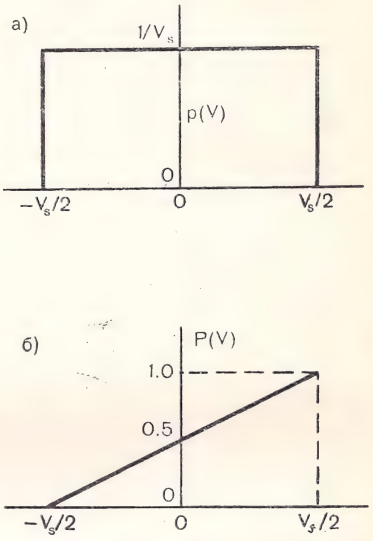


Рис. 4.9. Плотность (*а*) и распределение (*б*) функции вероятности для шума квантования

Плотность вероятности $p\ (V)$ для шума квантования постоянна и равна $1/V_s$ в интервале от $-V_s/2$ до $V_s/2$ и нулю вне его, как показано на рис. 4.9*а*. Функция распределения вероятности $P\ (V)$ (рис. 4.9*б*) — это наклонная линия, представляющая площадь под функцией плотности слева до точки V; поэтому $P(V)$ равно нулю в точке $-V_s/2$ и возрастает до 1 в точке $V_s/2$. Среднее значение V равно нулю, поскольку положительные и отрицательные значения расположены симметрично. Среднее выпрямленное значение V есть, очевидно, $V_s/4$. Средний квадрат V можно найти из соотношения

$$E[V^2] = \int_{-V_s/2}^{V_s/2} \frac{V^2}{V_s}\, dV = \frac{V_s^2}{12}. \qquad (4.29)$$

Шум квантования имеет, следовательно, действующее напряжение, равное шагу, деленному на $\sqrt{12}$. Пик-фактор равен $\sqrt{3}$, или 4,8 дБ, форм-фактор равен $2/\sqrt{3}$, т. е. 1,25 дБ.

Можно показать, что частотный спектр шума квантования является практически плоским в интересующем нас диапазоне частот [9]. Поэтому, когда скорость отсчетов вдвое превышает наибольшую частоту в полосе передаваемого сигнала, действующее значение шума в этой полосе выражается соотношением (4.29). Сужение полосы шума квантования приближает его к гауссову

со средней мощностью, пропорциональной полосе. Если частота дискретизации превышает допустимый минимум, то шум квантования можно уменьшить дополнительной фильтрацией. Например, если дискретизация сигнала, имеющего полосу с наивысшей частотой f_T, производится со скоростью $4f_T$, а все составляющие с частотой более f_T отфильтровываются, то отношение сигнал/шум квантования улучшается на 3 дБ.

Определяя отношение сигнал/шум как отношение средней мощности синусоидального сигнала на согласованной нагрузке к средней мощности шума квантования, получим зависимость этого отношения от количества разрешенных уровней квантования (табл. 4.1).

ТАБЛИЦА 4.1

Количество уровней квантования	Количество двоичных цифр в коде	Отношение сигнал/шум дБ	Количество уровней квантования	Количество двоичных цифр в коде	Отношение сигнал/шум дБ
8	3	20	128	7	44
16	4	26	256	8	50
32	5	32	512	9	56
64	6	38	1024	10	62

Заметим, что добавление каждой двоичной цифры к коду улучшает отношение сигнал/шум на 6 дБ. Учетверение частоты дискретизации и фильтрация также улучшают отношение сигнал/шум на 6 дБ. Поскольку добавление двоичной цифры требует меньшего увеличения полосы, чем учетверение частоты дискретизации, шум квантования можно сделать сколь угодно малым, увеличивая в достаточной степени количество цифр в коде.

При передаче речи влияние шума квантования можно уменьшить, если увеличить число шагов квантования в области малых амплитуд и уменьшить число шагов в области больших амплитуд. В случае речи это приводит к эффективному сжатию амплитуды на передающем конце и последующему расширению ее на приемном конце. Этот метод называется компандированием (производное от *compressing* — сжатие и *expanding* — расширение). Компандирование аналогового сигнала может быть осуществлено перед линейным кодированием, или тот же эффект может быть достигнут с помощью нелинейного кодирующего устройства (см. гл. 22).

Очевидной особенностью шума квантования, отличающей его от рассмотренных типов шума, является то, что он имеет место лишь при наличии сигнала. С технической точки зрения он представляет собой вид искажений, во многих отношениях схожий с нелинейным шумом, который рассматривается в гл. 7. Для количественной оценки шума квантования обычно применяют расчетные методы, так как его очень трудно непосредственно измерить.

Величины форм- и пик-фактора для всех амплитудных распределений шума указаны в табл. 4.2. Здесь же приведена поправка, которую необходимо вводить при измерении действующего напря-

ТАБЛИЦА 4.2

Характеристики шумов с различным распределением

Распределение	Форм-фактор, действ./выпр. среднее, дБ	Пик-фактор (0,01%, если это необходимо), дБ	Поправка при измерении действующего напряжения при калибровке прибора по среднему выпрямленному напряжению, дБ	Виды шума	Типичный спектр мощности
Синусоидальное	0,91	3,01	0	Тональный	Одна синусоида
Гауссово	1,96	11,80	+1,05	Тепловой Дробовой	Плоский во всем реальном диапазоне
				1/f	Мощность обратно пропорциональна частоте
Рэлеевское	1,05	9,64	+0,14	Огибающая узкополосного гауссова шума	Полоса ограничена примерно полосой пропускания гауссова шума
Пуассоновское	—	—	—	Импульсный	Плоский в обычно используемом диапазоне
Прямоугольное	1,25	4,77	+0,34	Шум квантования (непосредственно не измеряется)	Приблизительно плоский в полосе до половины частоты отсчета, хотя зависит от сигнала

жения шума прибором, регистрирующим среднее выпрямленное напряжение. Снова следует подчеркнуть, что в эту таблицу входит распределение *амплитуды* во времени. Спектральная плотность может иметь плоскую частотную характеристику, либо какую-нибудь определенную форму или быть частотно-ограниченной. Возможные виды спектральной плотности показаны в последней колонке.

4.2. ИЗМЕРЕНИЕ ШУМА

Измерить амплитуду шума трудно из-за стохастической природы шумового сигнала и из-за зависимости амплитуды от ширины полосы частот. Поэтому обычно усредняют шумовое колебание за некоторый интервал времени при известной частотной характеристике измерительного прибора. Частотная характеристика обычно определяется фильтром с известной функцией передачи, помещенным перед широкополосным измерителем. Передаточную характеристику $H(f)$ четырехполюсника определяют как отношение выходного тока или напряжения ко входному току или напряжению. Она может быть безразмерной (отношение токов или напряжений) или иметь размерность сопротивления (выходное напряжение ко входному току) или проводимости (выходной ток ко входному напряжению).

Во многих случаях измерений шума представляет интерес скорее мощность шума, чем напряжение или ток. Поэтому более существенной характеристикой является квадрат модуля передаточной функции $|H(f)|^2$. Хотя функция $H(f)$, вообще говоря, комплексна, фазовая ее характеристика при определении средней мощности не имеет значения. Для теоретических расчетов удобно определить идеальную функцию передачи, равную нулю на всех частотах ниже f_1 и выше f_2 и постоянной величине H_0 в полосе от f_1 до f_2 (рис. 4.10). Полоса пропускания фильтра с такой передаточной функцией равна $f_2 - f_1$. Если измеритель мощности (или среднеквадратичный вольтметр) помещен за идеальным фильтром, для которого $f_2 - f_1 = 1$ Гц, то его показание в $|H_0|^2$ раз превышает плотность мощности шума (или спектральную плотность) на входных полюсах фильтра, полученную усреднением по данной полосе шириной 1 Гц.

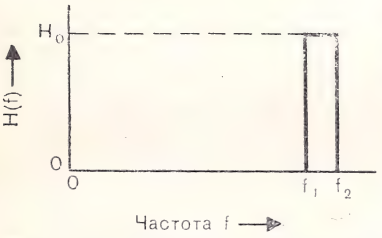


Рис. 4.10. Абсолютная величина передаточной функции идеального фильтра

Для любой передаточной функции ширина полосы по отношению к шуму определяется как ширина полосы такого идеального фильтра, абсолютное значение коэффициента передачи которого равно максимальному абсолютному значению коэффициента передачи данной функции и который передает ту же среднюю мощность от источника белого шума, что и данная передаточная функция. Таким образом, полоса шума определяется выражением

$$B_w = \frac{1}{|H_0|^2} \int_0^\infty |H(f)|^2 df, \ [\text{Гц}], \tag{4.30}$$

где H_0 — наибольшее значение $H(f)$

Это определение иллюстрируется рис. 4.11, показывающим данную передаточную функцию и прямоугольную $ABCD$, имеющую

ту же площадь. Ширина последней и есть полоса шума — B_w. Ее расчет сводится к определению величины интеграла. Можно показать, например, что полоса шума резонансного контура RLC

$$B_w = \pi f_0/2Q \text{ [Гц]}, \tag{4.31}$$

где f_0 — резонансная частота; Q — добротность, равная $\omega_0 L/R$ или $\omega_0 C/G$.

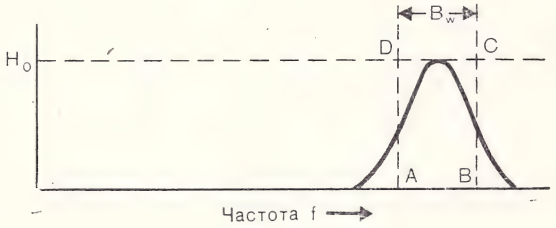


Рис. 4.11. Пример полосы шума

ИЗМЕРЕНИЕ ШУМА С ПОМОЩЬЮ ВОЛЬТМЕТРА

С определенными ограничениями напряжение шума можно измерить вольтметром переменного тока. Поскольку напряжение шума случайно, следует ожидать значительных колебаний показания прибора. В принципе, подобные флуктуации можно исключить, только усредняя показания за бесконечно большой промежуток времени. Практически бóльшая часть флуктуаций устраняется, если применить вольтметр, интегрирующий показания за время, большее величины, обратной полосе частот. При ширине полосы частот, превышающей несколько десятков килогерц, процесс интегрирования можно заменить физическим демпфированием движения стрелки прибора.

Если вольтметр правильно отградуирован по действующему напряжению и его полоса превышает ширину спектра измеряемого шума, то он показывает полное действующее напряжение шума. Для гауссова шума это полное напряжение соответствует среднему квадратическому отклонению σ_n. Если среднеквадратичный вольтметр имеет полосу, меньшую, чем шум, то его показание пропорционально шуму, заключенному внутри его полосы. Если шум имеет некоторую частотную зависимость, то показание прибора пропорционально средней мощности шума в данной полосе.

Если, например, желательно измерить шум в полосе 4 кГц широкополосного устройства многоканальной связи, то между точкой, в которой производится измерение, и вольтметром следует поместить фильтр с шумовой полосой 4 кГц. Далее, если желательно сформировать определенную частотную зависимость шума, передаточная функция фильтра $|H(f)|^2$ должна соответствовать этой частотной зависимости. Подобное ограничение и формирование полосы частот, часто называемое *взвешиванием шума,* будет обсуждаться далее.

Если для измерения шума используется вольтметр переменного тока с выпрямителем, в его показание должен быть введен поправочный коэффициент, отражающий искажение форм-фактора. Такая коррекция требует знания характера шума.

ИЗМЕРЕНИЕ ШУМА ИЗБИРАТЕЛЬНЫМ ДЕТЕКТОРОМ

Спектральную мощность данного источника шума (как, например, при загрузке шумом, используемой для испытаний широкополосных систем передачи) часто определяют с помощью селективного детектора. По существу, селективный детектор представляет собой вольтметр переменного тока с предварительно включенным фильтром, как описано ранее. Большей частью, однако, избирательные детекторы могут настраиваться в диапазоне частот, значительно большем их полосы шума. Обычно избирательные детекторы имеют фиксированное входное сопротивление и калибруются преимущественно в единицах мощности, а не напряжения. Детекторы средних значений должны снабжаться данными о корректировке форм-фактора.

В качестве примера рассмотрим случай получения показания N_x [дБм] для белого шума, о котором известно, что он гауссов. Если используемый избирательный детектор реагирует на выпрямленное среднее напряжение, поправка на форм-фактор, в соответствии с табл. 4.2, составляет 1,05 дБ. Спектральная плотность мощности на входе детектора равна

$$P_n = N_x - 10\lg B_w + 1{,}05 \text{ [дБм/Гц]}, \tag{4.32}$$

где B_w — полоса шума детектора.

ИЗМЕРЕНИЕ ШУМА В ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛАХ

Хотя описанная техника применима к измерениям шума в каналах связи, жесткая стандартизация требований к телефонным каналам привела к созданию специальных измерителей.

Шум в каналах аналоговой передачи [10]. Измерения шума в каналах аналоговой передачи фирмы Белл Систем предназначены скорее для определения того, насколько шум мешает абоненту, чем для определения абсолютной величины средней мощности шума. Измеритель шума в канале связи представляет собой, по существу, электронный вольтметр вместе с контуром частотного взвешивания, детектором действующих значений и устройством, которое реагирует на переходные процессы примерно так же, как человеческое ухо. Эти особенности метода позволяют проводить такие шумовые измерения, в которых аппроксимируется мешающее действие шума на среднего телефонного абонента.

Наиболее обычным видом взвешивания является взвешивание с помощью контура типа С, хотя используются и другие виды частотного взвешивания. Количественные следствия применения

этого и других взвешивающих контуров можно найти, интегрируя соответствующую функцию передачи.

Пусть $W(f)$ представляет собой взвешивание, производимое контуром, выраженное в децибелах по отношению к величине передачи на частоте 1 кГц. Квадрат модуля передаточной функции равен

$$|H(f)|^2 = 10^{W(f)/10}. \tag{4.33}$$

Полная взвешенная мощность шума со спектром $p_i(f)$ [Вт/Гц] равна

$$p_T = \int_0^\infty |H(f)|^2 p_i(f)\, df \text{ [Вт]}. \tag{4.34}$$

Эффект взвешивания в частотной полосе от f_1 до f_2 характеризуется величиной [11]

$$\chi = 10\lg\left[\int_{f_1}^{f_2} p_i(f)\, df \Big/ \int_{f_1}^{f_2} |H(f)|^2 p_i(f)\, df\right] \text{ [дБ]}. \tag{4.35}$$

Взвешивающая схема ослабляет мощность шума на χ [дБ]. Для $f_1=0$ и $f_2=3$ кГц плоского спектра $p_i(f)$ и контура типа С $\chi \approx 2{,}0$ дБ. Таким образом, 0 дБм для шума с плоским спектром в полосе от 0 до 3 кГц и нулевой мощностью вне этой полосы соответствует 90—χ=88,0 dBrnc. Аналогичный результат можно получить с помощью расчета по соотношению (4.35) и для других видов взвешивания и/ или/ спектров.

Импульсный шум [12]. На дискретные сигналы, такие как в системе передачи данных или ИКМ, шум воздействует не так, как на аналоговые сигналы тональной частоты. Например, раздражающее шипение, возникающее благодаря тепловому шуму, не влияет на дискретные сигналы до тех пор, пока его амплитуда не приближается к амплитуде сигналов. С другой стороны, импульсы, вызывающие несущественные при передаче речи шелчки или хлопки, при цифровой передаче почти всегда влекут за собой ошибку, так как имеют значительную амплитуду. Для измерения такого импульсного шума были разработаны специальные счетчики, наиболее существенными элементами которых являются взвешивающая цепь, выпрямитель, пороговый детектор и счетчик импульсов, превосходящих порог. Для облегчения измерений устройство снабжается таймером, который автоматически отсчитывает импульсы в течение заданного интервала времени, а затем отключается, сохраняя показание. Из-за механических ограничений, свойственных используемым счетчикам, они способны отсчитывать импульсы, разделенные интервалом времени более 7,5 мс. Более частые импульсы регистрируются как один импульс, хотя с помощью электронных счетчиков их можно зарегистрировать и по отдельности.

Типичный импульсный счетчик для использования в полосе тональных частот имеет порог, регулируемый через 1 дБ в пределах от 40 до 99 дБ при подключении его в качестве оконечной нагрузки

с входным сопротивлением 600 Ом или через мостовую схему с большим входным сопротивлением. Таймер может быть настроен на время от 1 до 15 мин (стандартным для цепей связи является время 5 мин).

Некоторые импульсные счетчики могут одновременно иметь несколько пороговых значений, с тем чтобы получить информацию о распределении величины импульсов. Для подобных измерений разработан четырехпороговый счетчик с таймером, позволяющим накапливать результаты в течение времени до одного часа.

Для применений в широкой полосе частот (таких, как широкополосная передача данных или видеотелефон) разработаны специальные импульсные измерительные устройства. Такие измерители шума включают в себя широкополосные взвешивающие цепи, а также одновременно измерители усредненных величин и импульсные счетчики.

Псофометрическое взвешивание шума [13]. Хотя dBrnc стал стандартной единицей измерения шума в каналах связи Белл Систем, он не является международным стандартом. Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии (МККТТ) определяет шум, измеренный с помощью псофометра, который содержит в себе специальный взвешивающий контур, несколько отличающийся от контура типа С, используемого в Белл Систем. Для общего сопоставления достаточно иметь в виду, что псофометрическое взвешивание белого шума в полосе 3 кГц снижает среднюю мощность на 2,5 дБ по сравнению с величиной 2,0 дБ при взвешивании с помощью контура типа *С*. Термин *псофометрическое напряжение* относится к действующему взвешенному напряжению шума в некоторой точке, обычно выражаемому в милливольтах.

В последние годы шум характеризуют не средним напряжением, а средней мощностью (выделяемой на сопротивлении 600 Ом); эту мощность часто выражают в псофометрических пиковаттах (пВт псоф). Соотношение ее с псофометрическими милливольтами имеет вид

$$\text{пВт псоф} = \frac{(\text{псофометр} \cdot \text{мВ})^2}{600} 10^6 \text{ пВт} \qquad (4.36)$$

или в децибелах

$$\text{дБ псоф} = 10 \lg (\text{пВт псоф}). \qquad (4.37)$$

Для плоского шума в полосе от 0 до 3 кГц имеет место соотношение

$$\text{дБ псоф} = \text{dBrnc} - 0{,}5. \qquad (4.38)$$

Это соотношение для шумов с другим спектром не является точным из-за различия между псофометрическим взвешиванием и взвешиванием с помощью контура типа С.

Обсужденные выше единицы измерения шума сведены в табл. 4.3. Эти данные особенно полезны при преобразовании единиц,

ТАБЛИЦА 4.3

Сравнение различных единиц измерений шумов

Единица измерения	Общая мощность относительно 0 дБм		Белый шум относительно—4,8 дБм/кГц
	1000 Гц	0 до 3 кГц	
dBrnc	90,0 dBrnc	88,0 dBrnc	88,4 dBrnc
dBrn 3 KC FLAT	90,0 dBrn	88,8 dBrn	90,3 dBrn
dBrn 15 KC FLAT	90,0 dBrn	90,0 dBrn	97,3 dBrn
dBa*)	85,0 dBa	82,0 dBa	82,0 dBa
Псофометрическое напряжение (600 Ом)	870 мВ	582 мВ	604 мВ
Псофометрическая ЭДС	1740 мВ	1164 мВ	1208 мВ
dBa псоф	$1{,}26 \cdot 10^9$ пВтпсоф	$5{,}62 \cdot 10^8$ пВтпсоф	$6{,}03 \cdot 10^8$ пВтпсоф
дБ псоф	91,0 дБ псоф	87,5 дБ псоф	87,8 дБ псоф

*) dBa является устаревшей единицей и здесь приведена для сравнения.

поскольку влияние частотного спектра можно оценить, сравнивая три содержащихся в таблице условия. Значения при 1 кГц приведены для сравнения различных исходных условий. Псофометрическое значение на частоте 1 кГц является на 1 дБ большим, потому что исходное псофометрическое значение равно 1 пВт на частоте 800 Гц. Белый шум в полосе 0—3 кГц аппроксимирует шум, полученный в канале связи. Величины для широкополосного белого шума пропорциональны полной площади под весовой функцией и поэтому дают важную информацию о весовой функции на частотах выше 3 кГц. Подобные данные при других условиях или весовых функциях можно получить, интегрируя соответствующую весовую характеристику в требуемой полосе частот.

Примечание редактора. В США используются несколько единиц измерения шума:

— dBrnc — используется при измерении мощности шума прибором типа 3А со взвешивающим контуром типа С. Прибор градуируется по отношению к частоте 1000 Гц, за нулевую точку принят уровень —90 дБм, которому соответствует мощность 1 пВт.

Псофометр МККТТ содержит взвешивающий контур иного вида и градуирован по отношению к частоте 800 Гц. Как было уже указано, уровень шума, измеренный прибором с взвешивающим контуром типа С, на 1 дБ выше уровня, измеренного псофометром МККТТ;

— dBrn — используется при измерении мощности шума прибором с контуром типа 144, применявшимся много ранее контура типа С. Прибор градуируется по отношению к частоте 1000 Гц. За нулевую точку принят уровень —90 дБм;

— dBa — использовалась при измерении мощности шума прибором со взвешивающим контуром типа F1A, предшествовавшим контуру типа С. Градуировка производилась по отношению к частоте 1000 Гц, за нулевую точку был принят уровень —85 дБм, которому соответствует мощность 3,16 пВт. Как уже известно, эта единица измерения шума устарела и приведена для сравнения;

— dBrn 3 КС FLAT используется для измерения плотности белого шума в полосе 3 кГц прибором типа 3 А, в котором взвешивающий контур типа С заменен контуром типа 3 КС FLAT. Прибор градуируется на частоте 1000 Гц, за нулевую точку принят уровень — 90 дБм;

— dBrn 15 КС FLAT используется при измерении мощности шума в вещательных каналах прибором типа 3 А, в котором вместо контура типа С включен контур типа 15 КС FLAT с плоской характеристикой от 30 Гц примерно до 10 кГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 4

1. **Lee Y. W.** Statistical Theory of Communication (New York: John Wiley and Sons, Inc., 1960).
2. **Bennett W. R.** Electrical Noise (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1960).
3. **Johnson J. B.** «Thermal Agitation of Electricity in Conductors», Phys. Rev., vol. 32 (1928), pp. 97—109.
4. **Nyquist H.** «Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors», Phys. Rev., vol. 32 (1928), pp. 110—113.
5. **Fraser D. A. S.** Statistics: An Introduction (New York: John Wiley and Sons, Inc., 1958), p. 121.
6. **Mathematical** Tables from Handbook of Chemistry and Physics (Cleveland, Ohio: Chemical Rubber Publishing Co.).
7. **Bennett W. R.** «Distribution of the Sum of Randomly Phased Components», Quarterly of Applied Mathematics, vol. 5 (Jan. 1948), pp. 385—393.
8. **Davenport W. B., Jr.** and **W. L. Root.** An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise (New York «McGraw-Hill Book Company, Inc., 1958).
9. **Bennett W. R.** «Spectra of Quantized Signals», Bell System Tech. J., vol. 27 (July 1948), pp. 446—472.
10. **Cochran W. T.** and **D. A. Lewinski.** «A New Measuring Set for Message Circuit Noise», Bell System Tech. J., vol. 39 (July 1960), pp. 911—932.
11. **Aikens A. J.** and **D. A. Lewinski.** «Evaluation of Message Circuit Noise», Bell System Tech. J., vol. 39 (July 1960), pp. 879—910.
12. **Favin D. L.** «6A Impulse Counter», Bell Laboratories Record, vol. 41 (Mar. 1963), pp. 100—102.
13. **The International** Telegraph and Telephone Consultative Committee (CCITT). Blue Book, vol. 3 (International Telecommunication Union, 1965).

5. ГЛАВА

Шум в цепях и устройствах

В гл. 4 рассмотрены многие типы электрического шума в системах передачи и их общие свойства. Здесь мы продолжим обсуждение действия шума на четырехполюсники и модулированные сигналы. Наиболее часто встречающимися типами шума являются тепловой (возникающий из-за хаотического движения электронов) и дробовой (являющийся следствием дискретности электронного потока в электронных приборах). Оба шума гауссовы, поэтому большая часть обсуждения относится к эффектам, связанным с гауссовым шумом. В ряде случаев результаты применимы к другим типам шума, причем эта применимость обоснована несколько более чем только общепринятым взглядом, что если о шуме нет точных сведений, то его можно считать гауссовым.

5.1. ШУМ, СОЗДАВАЕМЫЙ ЦЕПЯМИ И УСТРОЙСТВАМИ

Все системы передачи представляют собой сочетание различных цепей и устройств, которые, в свою очередь, состоят из отдельных компонент. В следующих разделах шумовые характеристики этих компонент будут относиться к характеристикам специфических, широко используемых схем. Цепи и устройства будут обычно описываться как четырехполюсники: такой способ описания удобен для представления действующей системы передачи в виде каскадного включения нескольких четырехполюсников. Рассматриваются шумовые характеристики четырехполюсников, а также возможные методы измерений. Особое внимание обращено на общие свойства четырехполюсников; отдельные результаты применяются к конкретным типам схем.

РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО ШУМА

Рассмотрим общий случай линейного четырехполюсника, возбуждаемого генератором с полным внутренним сопротивлением, равным Z_s (рис. 5.1). Выходное напряжение холостого хода цепи

V_0 может быть связано с напряжением на входе V_1 с помощью коэффициента передачи $H(f)$:

$$\frac{V_0}{V_1} = H(f). \tag{5.1}$$

Часто соотношение (5.1) неудобно использовать на практике. Знания напряжения источника V_s недостаточно для того, чтобы

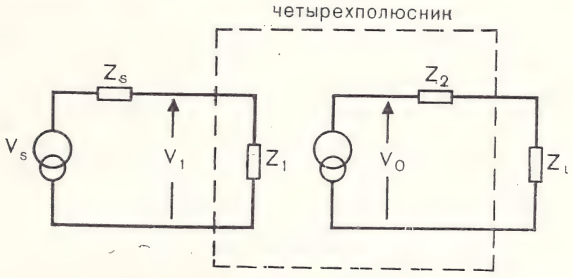


Рис. 5.1. Общая схема четырехполюсника с $H(f)=V_0/V_1$

определить V_1: необходимо также знать полное внутреннее сопротивление источника Z_s и полное входное сопротивление четырехполюсника Z_1. Точно также, если четырехполюсник нагружен на полное сопротивление Z_L, то, измеряя выходное напряжение на нагрузке, нельзя определить напряжение холостого хода, даже если известны Z_2 и Z_L.

Решение некоторых из этих задач можно облегчить, определяя коэффициент передачи четырехполюсника в режиме согласования. В гл. 4 этот способ был применен к резистору, для которого мощность шума, выделяемая им на согласованной нагрузке, равна просто kTB_w. Заметим, что она не зависит от сопротивления. Коэффициент передачи по мощности в режиме согласования определяется как отношение мощности сигнала на выходных полюсах цепи к мощности сигнала на входных ее полюсах, когда вход и выход цепи согласованы. Для четырехполюсника, показанного на рис. 5.1,

$$P_н = |V_s|^2/4R_s, \tag{5.2}$$

где $P_н$ — мощность источника на согласованной нагрузке, $R_s + iX_s = Z_s$.

Выходная мощность на согласованной нагрузке

$$P_{вых} = |V_0|^2/4R_2, \tag{5.3}$$

где $R_2 + iX_2 = Z_2$. Согласно данному определению коэффициент передачи по мощности в режиме согласования равен

$$g_a = |V_0|^2 R_s/|V_s|^2 R_2. \tag{5.4}$$

Из схемы следует, что

$$V_1 = V_s Z_1/(Z_1 + Z_s); \tag{5.5}$$

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{V_0}{V_1}\,\frac{Z_1}{Z_1 + Z_s}.$$

Подставляя (5.1) в (5.5) и (5.5) в (5.4), получаем

$$g_a(f) = \left| \frac{H_1(f) Z_1}{Z_1 + Z_s} \right|^2 \frac{R_s}{R_2}. \qquad (5.6)$$

Заметим, что коэффициент передачи в режиме согласования зависит от внутреннего полного сопротивления источника Z_s, входного полного сопротивления Z_1 и выходного сопротивления R_2. Однако, если по цепи осуществляется односторонняя передача, то данный коэффициент передачи не зависит от полного сопротивления нагрузки.

Полезность введения понятия коэффициента передачи в режиме согласования выявляется при применении его к каскадному соединению четырехполюсников при односторонней передаче. Легко показать, что коэффициент передачи такой схемы в режиме согласования равен произведению коэффициентов передачи отдельных четырехполюсников.

Рассмотрим нешумящий четырехполюсник с коэффициентом передачи $g_a(f)$ в режиме согласования, ко входу которого присоединен источник теплового шума, имеющий шумовую температуру T. Мощность шума на согласованной нагрузке этого источника в узкой полосе частот df равна

$$p_n = kT df \text{ [Вт]}. \qquad (5.7)$$

При согласовании мощность шума на выходе равна

$$p_{n0} = g_a(f) kT df \text{ [Вт]}. \qquad (5.8)$$

Вообще говоря, это простое соотношение между шумами на входе и выходе справедливо лишь для нешумящих цепей. Если цепь содержит пассивные или активные элементы, например, транзисторы, она не является нешумящей, так как эти элементы служат внутренними источниками шума в данной цепи. Поэтому желательно знать способы описания той части шума, которую цепь добавляет в систему за счет возможных в ней внутренних источников шума. Разработаны два таких метода. Это понятия эффективной входной шумовой температуры и коэффициента шума или шум-фактора.

Если цепи не предназначены для односторонней передачи, то, как правило, выходное напряжение шума (или спектральную плотность) холостого хода удобно выражать через проводимость передачи при коротком замыкании выходных полюсов y_{0n} [1]. Если каждый из некоррелированных шумовых генераторов в схеме рассматривать как самостоятельный двухполюсник, то вследствие суперпозиции спектральную плотность шума на выходных полюсах можно определить из выражения

$$S_0 = 2k \sum_{n=1}^{N} \left| \frac{Y_{0n}}{Y_{00}} \right|^2 T_n R_n \text{ [В}^2\text{/Гц]}. \qquad (5.9)$$

Поскольку большинство практически используемых цепей предназначено для односторонней передачи и поскольку понятие коэф-

фициента передачи в режиме согласования интуитивно кажется более привлекательным, чем понятие проводимости передачи, первая и будет использоваться при последующем рассмотрении. Это рассмотрение можно также успешно проводить, используя понятия действительной мощности, выделяемой на нагрузке, и усиления четырехполюсника.

ЭФФЕКТИВНАЯ ВХОДНАЯ ШУМОВАЯ ТЕМПЕРАТУРА

Рассмотрим четырехполюсник с коэффициентом передачи $g_a(f)$ в режиме согласования. Если к нему подключен источник шума с шумовой температурой T, то в режиме согласования на выходе в узкой полосе частот df будет действовать мощность шума p_{n0}, состоящая из двух компонент: преобразованной мощности $g_a(f)kTdf$ внешнего источника и мощности p_{ne}, поступающей от внутренних источников шума:

$$p_{n0} = g_a(f)\,kTdf + p_{ne}.$$

Мощность p_{ne} представляет собой мощность шума, выделяемую данной цепью на согласованной нагрузке в том случае, если к ней подключен нешумящий генератор. Предполагается, что напряжения шума внешнего и внутреннего источников некоррелированы. Если заменить шумящую цепь эквивалентной нешумящей с подключенными на входе двумя источниками шума, один из которых — первоначальный внешний источник с шумовой температурой T, то другой будет иметь такую шумовую температуру, которая создает мощность шума p_{ne}. Эффективная шумовая температура T_e этого эквивалентного внешнего источника шума, возникающего в шумящей цепи, равна

$$T_e = p_{ne}/g_a(f)\,kdf. \qquad (5.10)$$

Теперь мощность шума при согласованной нагрузке на выходе цепи при эффективной входной шумовой температуре равна

$$p_{n0} = g_a(f)\,k(T + T_e)\,df. \qquad (5.11)$$

Эффективная входная шумовая температура T_e может зависеть от частоты, смотря по тому как изменяются g_a и p_{ne}. Более того, поскольку коэффициент передачи цепи в режиме согласования зависит от того, как именно подключен к ней источник сигнала, то и эффективная входная шумовая температура зависит от этого. Другими словами, эффективная входная шумовая температура четырехполюсника — это шумовая температура такого входного источника, который при присоединении к эквивалентной нешумящей цепи дает ту же выходную мощность шума, что и реальная цепь, соединенная с нешумящим входным источником.

КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА

Институтом радиоинженеров (IRE) дано следующее определение коэффициента шума четырехполюсной цепи: «Коэффициент

шума (шум-фактор) на данной входной частоте равен отношению всей мощности шума на выходе в режиме согласования на соответствующей выходной частоте в единичной полосе при стандартной температуре входного источника (290K) к той части этой выходной мощности, которая обусловливается входным источником на входной частоте» [2]. Большей части входных источников свойственна стандартная шумовая температура 290K. Согласно данному определению

$$n_F = p_{n0}/g_a(f)\,kT_0df, \tag{5.12}$$

где n_F — коэффициент шума, $T_0 = 290$K.

Коэффициент шума, определенный для узкой полосы df, называется коэффициентом шума на фиксированной частоте (*spot noise figure*) и является функцией частоты.

Другое, но эквивалентное определение коэффициента шума основано на ухудшении отношения сигнал/шум при преобразовании электрической цепью. Коэффициент шума четырехполюсника можно определить как частное от деления отношения сигнал/шум на входе на отношение сигнал/шум на выходе в режиме согласования при стандартной шумовой температуре входного источника шума. Обозначим через p_{s0} — мощность сигнала на выходе четырехполюсника в режиме согласования; p_{si} — мощность сигнала на входе четырехполюсника в режиме согласования; p_{n0} — мощность шума на выходе четырехполюсника в режиме согласования в узкой полосе частот df; p_{ni} — мощность шума на входе четырехполюсника в режиме согласования в узкой полосе частот df. Поскольку температура источника шума стандартна, $p_{ni} = kT_0df$. В принятых обозначениях коэффициент шума равен

$$n_F = \frac{p_{si}/p_{ni}}{p_{s0}/p_{n0}} = \frac{p_{si}/kT_0df}{p_{s0}/p_{n0}}. \tag{5.13}$$

Чтобы показать эквивалентность этого определения определению IRE, достаточно заметить, что $g_a(f) = p_{s0}/p_{si}$. Тогда соотношение (5.13) можно записать в виде

$$n_F = \frac{p_{n0}}{kT_0df}\,\frac{p_{si}}{p_{s0}} = \frac{p_{n0}}{g_a(f)\,kT_0df}, \tag{5.14}$$

что совпадает с выражением, вытекающим из определения IRE.

В терминах проводимости передачи при коротком замыкании коэффициент шума любого четырехполюсника можно определить из выражения

$$n_F = \sum_{n=1}^{N} \left|\frac{y_{0n}}{y_{01}}\right|^2 \frac{R_nT_n}{R_sT_0}, \tag{5.15}$$

причем величины y находят, включая сопротивление источника на первую пару полюсов цепи, имеющей $N+1$ пару полюсов.

Другим полезным понятием является средний коэффициент шума. Его можно определить как отношение всей мощности шума на

выходе четырехполюсника в режиме согласования (при стандартной шумовой температуре входного источника) к той ее части, которая вызывается только шумом источника. Обозначим через p_{nt} полную мощность шума на выходе четырехполюсника в режиме согласования. Тогда, согласно последнему определению, средний коэффициент шума

$$\overline{n}_F = p_{nt}/g_0 k T_0 B_w, \tag{5.16}$$

где B_w — шумовая полоса четырехполюсника. Рассмотрим соотношение между коэффициентом шума на фиксированной частоте и средним коэффициентом шума. Мощность шума на выходе в режиме согласования в узкой полосе частот df равна

$$p_{n0} = n_F(f)\, g_a(f)\, k T_0 df. \tag{5.17}$$

Полная мощность шума дается интегралом от этой мощности по частоте

$$p_{nt} = \int_0^\infty p_{n0} df = k T_0 \int_0^\infty g_a(f)\, n_F(f) df.$$

С другой стороны, из соотношения (4.30) известно, что шумовая полоса

$$B_w = \frac{1}{g_0} \int_0^\infty g_a(f)\, df.$$

Подставляя эти выражения в формулу для определения среднего коэффициента шума, получаем

$$\overline{n}_F = \int_0^\infty g_a(f)\, n_F(f) df \Big/ \int_0^\infty g_a(f)\, df. \tag{5.18}$$

Это и есть искомое соотношение. Оба шум-фактора можно выразить в децибелах, беря десять логарифмов этого отношения.

Коэффициент шума на фиксированной частоте полезен при анализе характеристик шума цепи в функции частоты. В телефонных системах с частотным разделением каналов для описания шумовых свойств разных каналов нужно знать коэффициент шума промежуточных усилителей на фиксированных частотах. Для того чтобы рассчитать *нарушение* связи в системе ЧМ, необходимо знать полный коэффициент шума в полосе приемника ЧМ. Здесь полезным оказывается средний коэффициент шума приемника.

Соотношение между коэффициентом шума и эффективной входной шумовой температурой. Коэффициент шума и эффективная входная шумовая температура четырехполюсника связаны между собой определенным соотношением. Равенство (5.11) показывает, что мощность на согласованной нагрузке в узкой полосе частот df на выходе цепи равна $p_{n0} = g_a(f) k (T + T_e) df$, где T — шумовая температура входного источника, а T_e — эффективная входная шумовая температура цепи.

Для того чтобы привести выражение (5.11) для мощности шума в точное соответствие с определением коэффициента шума, необходимо принять шумовую температуру входного источника равной стандартной температуре T_0. Тогда $p_{n0} = g_a(f)\,(T_0 + T_e)df$. С помощью соотношения (5.17) выходной шум можно выразить через коэффициент шума: $p_{n0} = n_F g_a k T_0 df$. Приравнивая два выражения для мощности, получим $n_F T_0 = T_0 + T_e$. Решая уравнение относительно n_F и T_e, получаем

$$n_F = 1 + T_e/T_0 \tag{5.19}$$

и

$$T_e = T_0\,(n_F - 1)\,. \tag{5.20}$$

Коэффициент шума особенно удобно использовать, когда шумовая температура входного источника близка к стандартной. Рассмотрим выражение для выходной мощности шума $p_{n0} = n_F g_a k T_0 df$. Перепишем это соотношение в децибелах (по отношению к 1 мВт):

$$p_{n0} = N_F + G_a - 10\lg kT_0 df + 30 = N_F + G_a - 174 \text{ дБм} + 10\lg df \text{ [дБм]}. \tag{5.21}$$

Здесь $p_{n0} = 10\lg p_{n0}/10^{-3}$ [дБм]; $N_F = 10\lg n_F$ [дБ]; $G_a = 10\lg g_a$ [дБ].

Таким образом, в режиме согласования мощность шума четырехполюсника в дБм можно представить суммой мощности шума теплового источника шума в дБм, коэффициента усиления цепи в дБ и коэффициента шума цепи в дБ. Действие внутренних источников шума в четырехполюснике можно, следовательно, учесть, добавляя к мощности шума источника в режиме согласования, выраженной в дБм коэффициент шума, выраженный в дБ.

Эффективную входную шумовую температуру удобно использовать тогда, когда шумовая температура источника отличается от стандартной, что имеет заметное преимущество при оценке шумовых свойств системы связи в целом. Далее обсуждается специальное применение эффективной входной шумовой температуры к малошумящим устройствам.

Каскадное включение цепей. Пусть две цепи, включенные последовательно (рис. 5.2), имеют эффективные входные

Рис. 5.2. К расчету шума каскадной схемы

шумовые температуры T_{e1} и T_{e2} и коэффициенты передачи g_1 и g_2. Пусть эти последовательно включенные цепи соединены с источником шума, имеющим температуру T. В узкой полосе частот df на выходе мощность шума, возникающая только благодаря дей-

ствию источника, равна $g_1 g_2 kTdf$. Мощность источников шума в первой цепи равна $g_1 g_2 kT_{e_1} df$, а мощность источников шума во второй цепи равна $g_2 kT_{e_2} df$. Полная мощность шума на выходе второй цепи равна $kg_2(g_1 T + g_1 T_{e_1} + T_{e_2})df$. Часть этой мощности, связанная с действием внутренних источников в обеих цепях, есть $kg_2(g_1 T_{e_1} + T_{e_2})df$. Эффективная входная шумовая температура двух последовательно включенных цепей равна, следовательно,

$$T_{e_{12}} = \frac{kg_2(g_1 T_{e_1} + T_{e_2})df}{g_1 g_2 kdf} = T_{e_1} + \frac{T_{e_2}}{g_1}.$$

Этот результат легко обобщить на последовательное включение n цепей. В этом случае эффективная входная шумовая температура всей схемы равна

$$T_{e_{1\ldots n}} = T_{e_1} + \frac{T_{e_2}}{g_1} + \ldots + \frac{T_{e_n}}{g_1 g_2 \ldots g_{n-1}}. \qquad (5.22)$$

Используя соотношение между коэффициентом шума и эффективной входной шумовой температурой, легко получить выражение для коэффициента шума n-каскадной схемы:

$$n_{F_{1\ldots n}} = n_{F_1} + \frac{n_{F_2} - 1}{g_1} + \ldots + \frac{n_{F_{n-1}}}{g_1 g_2 \ldots g_{n-1}}. \qquad (5.23)$$

Эти соотношения становятся очевидными при рассмотрении многокаскадного усилителя, в котором каждая ступень имеет коэффициент усиления по меньшей мере 20 дБ (100 раз). Если все ступени имеют одинаковую эффективную входную шумовую температуру, то существен шум лишь первого каскада усилителя, который следует принимать во внимание при расчете шума. Однако, если усиление первого каскада мало или если шум второго каскада велик, то в расчет следует брать и второй каскад усилителя.

Магазины затуханий. Рассмотрим магазин затуханий, помещенный между источником шума и нагрузкой (рис. 5.3). Предположим, что источник имеет шумовую температуру T_s, а элементы, вносящие затухание, находятся при температуре T. Магазины обычно калибруются в единицах вносимого затухания между равными фиксированными полными сопротивлениями. Это вносимое затухание (или усиление) эквивалентно затуханию (или коэффициенту передачи) в режиме согласования в более широком их определении. Однако обычно магазины затуханий не являются однонаправленными, и используемое здесь понятие коэффициента передачи в режиме согласования имеет смысл, только если задана схема включения магазина. При единице усиления (единице зату-

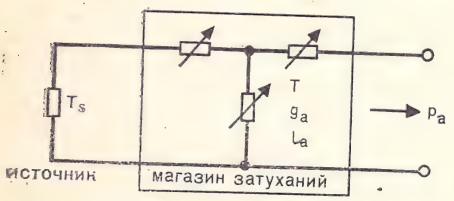


Рис. 5.3. Шум магазина затуханий

хания, затухании 0 дБ, усилении 0 дБ) мощность шума на выходе магазина затуханий при согласованной нагрузке в полосе B_w равна kT_sB_w [Вт]. При нулевом усилении (бесконечном затухании) мощность шума на согласованной нагрузке равна kTB_w [Вт] и возникает благодаря наличию в магазине элементов, вносящих затухание. Если источник шума и магазин затуханий имеют одинаковую температуру, то при согласованной нагрузке мощность шума на выходе магазина затуханий не изменяется при изменении затухания магазина от 0 дБ до бесконечности. Шум от источника можно рассматривать как сигнал, пропорциональный разности температур источника шума и магазина затуханий. Этот сигнал ослабляется элементами магазина, вносящими затухание. Следовательно, в режиме согласования мощность сигнала на выходе магазина затуханий равна $g_akB_w(T_s-T)$ для $0\leqslant g_a\leqslant 1$. Полная мощность на выходе магазина затуханий в режиме согласования складывается из мощностей сигнала и шума:

$$p_a = g_akB_w(T_s - T) + kB_wT = kB_w[g_aT_s + (1 - g_a)\,T].$$

Заметим, что эта формула дает правильное значение мощности в режиме согласования при нулевом и единичном коэффициенте передачи. Таким образом, эффективная входная шумовая температура магазина затуханий равна

$$T_e = \frac{p_a}{kB_wg_a} - T_s = \frac{kB_w[g_aT_s + (1 - g_a)\,T]}{kB_wg_a} - T_s = \frac{1 - g_a}{g_a}\,T. \qquad (5.24)$$

Затухание g_a магазина в относительных единицах, выраженное через коэффициент передачи, $l_a = 1/g_a$. Затухание в децибелах $L_a = 10 \lg l_a$. Эффективная входная шумовая температура, выраженная через затухание магазина в относительных единицах, равна

$$T_e = T(l_a - 1), \qquad (5.25)$$

а коэффициент шума магазина, полученный с помощью соотношения (5.19),

$$n_F = 1 + \frac{T}{T_0}(l_a - 1). \qquad (5.26)$$

Если элементы магазина затуханий находятся при стандартной температуре, то коэффициент шума равен величине затухания магазина

$$n_F = l_a$$

или

$$N_F = L_a \text{ [дБ]}. \qquad (5.27)$$

Этот же результат можно получить, исходя из определения коэффициента шума через отношение сигнал/шум.

Результаты, выраженные соотношениями (5.25) и (5.26), применимы лишь к цепям, в которых затухание достигается за счет рассеяния мощности в таких элементах, как резисторы. Можно

построить магазины затуханий, применяя и реактивные элементы. Такие устройства вносят затухание вследствие отражения мощности к источнику. Магазин затуханий, выполненный целиком из реактивных устройств, имел бы нулевую эффективную входную шумовую температуру, так как чисто реактивные элементы являются нешумящими. Однако при расчете шумовых характеристик систем, содержащих такие магазины затуханий, вносимое ими затухание следует ввести в ф-лы (5.22) и (5.23).

Шум полупроводниковых приборов. Полупроводниковые приборы, кроме обычных тепловых источников шума, имеют и другие источники шума, которые зависят от постоянного смещения. Будем обозначать все постоянные токи и напряжения заглавными буквами I и V соответственно, а шумовые токи и напряжения — строчными буквами i и e.

Шум диода. Дробовой шум в p-n-переходе диода состоит из шума, связанного с током неосновных носителей I_s (ток насыщения), и шума, связанного с током основных носителей $I_s e^{qV/kT}$ (прямой ток). Два шумовых тока статистически независимы, и их мощности аддитивны. Поэтому из соотношения (4.20) следует

$$i^2_{\text{действ}} = 2qI_s(1 + e^{qV/kT})\,B_w. \tag{5.28}$$

Действительный ток диода описывается обычной зависимостью:

$$I = I_s(e^{qV/kT} - 1). \tag{5.29}$$

Подставляя (5.29) в (5.28), получаем

$$i^2_{\text{действ}} = 2qB_w(I + 2I_s). \tag{5.30}$$

Мощность шума диода в режиме согласования выделяется на согласованной нагрузке, имеющей проводимость

$$G = \frac{dI}{dV} = \frac{qI_s}{kT} e^{qV/kT} = \frac{q(I + I_s)}{kT}. \tag{5.31}$$

Таким образом, мощность шума p-n перехода равна

$$P_n = \frac{i^2_{\text{действ}}}{4G} = \frac{kTB_w}{2}\frac{I + 2I_s}{I + I_s}\ [\text{Вт}]. \tag{5.32}$$

При $I=0$, т. е. при отсутствии тока через диод, имеет место тепловое равновесие, и диод ведет себя как резистор при температуре T. При $I \gg I_s$ диод находится в режиме сильной прямой проводимости и его шум равен половине шума резистора. При $I \to -I_s$ (обратное смещение) диод ведет себя как очень горячий шумовой генератор и в этих условиях иногда используется как источник шума.

Шум транзистора. Важнейшие источники шума в транзисторе можно получить, комбинируя два перехода и рассматривая эффекты рекомбинации в области базы. Простейшей шумовой эквивалентной схемой для этого случая является T-схема. В число источников шума входят дробовой шум, возникающий при хаотическом прохождении носителей через переходы в транзисторе (флук-

туации диффузии), шум распределения, возникающий из-за случайного разделения носителей между базой и коллектором (флуктуации рекомбинации в базовой области транзистора), и тепловой шум, возникающий от резистивных компонент, включенных последовательно с выводами от базы и переходов коллектора и эмиттера (наиболее существенно сопротивление базы).

Для частот, меньших предельной частоты α, можно использовать упрощенную эквивалентную шумовую схему (рис. 5.4).

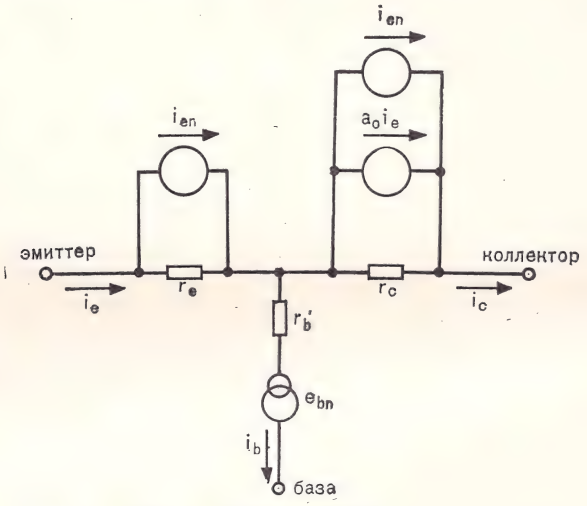


Рис. 5.4. Простая эквивалентная схема шумящего транзистора

Поскольку напряжение перехода эмиттер—база обычно смещено в прямом направлении, шум в этой области близок к шуму, генерируемому переходом диода. Поэтому в эмиттерную цепь помещен генератор шума, инжектирующий шумовой ток i_{en}, выражаемый, как обычно, соотношением (5.30)

$$i_{en} = \sqrt{2qI_eB_w}, \tag{5.33}$$

где I_e — постоянный ток эмиттера, выраженный в амперах.

Коллекторная область содержит три источника шума. Первый связан с той долей тока эмиттера, которая достигает коллектора. Поэтому необходим член вида $2q\alpha_0 I_e B_w$ или $2qI_c B_w$. Второй связан с током насыщения коллектора I_{c0}, который течет при $I_e=0$ и обычно мал по сравнению с первым. Третий источник — это шум распределения, возникающий от случайных флуктуаций разделения тока эмиттера между коллектором и базой. Учитывая эти три эффекта, Ван дер Зил [3] показал, что полный шум коллектора равен

$$i_{en} = \sqrt{2qB_w[I_{c0} + I_c(1-\alpha_0)]}. \tag{5.34}$$

В области базы шум связан с сопротивлением растекания базы r'_b, представляющим собой тепловой источник с действующим напряжением

$$e_{bn} = \sqrt{4kTB_w r'_b}, \tag{5.35}$$

где T — температура сопротивления базы К; r'_b — сопротивление базы, Ом.

При построении этой эквивалентной схемы было сделано несколько упрощающих допущений. Во-первых, не принималась во внимание частотная зависимость шумовых генераторов эмиттера и коллектора. Во-вторых, шумовые генераторы эмиттера и коллектора предполагались статистически не коррелированными. В-третьих, эквивалентная T-схема была упрощена за счет пренебрежения эффектом расширения слоя объемного заряда и частотными характеристиками эмиттерного и коллекторного переходов. Эта эквивалентная схема справедлива до частоты $f_\alpha\sqrt{1-\alpha_0}$, где f_α — предельная частота транзистора по α. Выше этой частоты в эквивалентной схеме необходимо учитывать зависимость от частоты и емкость коллекторного перехода. Более детальный анализ и эквивалентные схемы можно найти в литературе, список которой приведен в конце главы.

Описанная модель не точна также в области очень низких частот. На этих частотах преобладает шум типа $1/f$ или избыточный шум. Предполагают, что шум $1/f$ обусловлен флуктуациями электропроводности полупроводникового вещества; тем не менее никакая физическая модель пока что не способна удовлетворительно объяснить наблюдаемую спектральную плотность шума $1/f$.

Интересно найти коэффициент шума описанной модели транзистора. Для упрощения расчета предположим:

$$r'_b \ll \alpha_0 r_c; \quad R_g + r_e \ll \alpha_0 r_c; \quad r_e = kT/qI_e; \quad I_{c0} \ll I_c(1-\alpha_0). \tag{5.36}$$

Обращая источники тока на рис. 5.4 в источники напряжения и возбуждая транзистор в схеме с общей базой генератором шума с сопротивлением R_g, получаем схему, показанную на рис. 5.5. Шумовые напряжения определяются следующими соотношениями:

$$e_{gn} = \sqrt{4kTR_g B_w}; \quad e_{en} = \sqrt{2kTr_e B_w}; \tag{5.37}$$

$$e_{bn} = \sqrt{4kTr'_b B_w}; \quad e_{cn} = \sqrt{2kT\,\frac{\alpha_0 r_c^2(1-\alpha_0)B_w}{r_e}}.$$

Отношение выходной шумовой мощности от всех источников к выходной шумовой мощности от сопротивления источника R_g в режиме согласования дает коэффициент шума. Подразумевается, что транзистор нагружен на полное сопротивление Z_L, сопряженное с полным сопротивлением, измеренным со стороны выходных полюсов транзистора. Расчета этого полного сопротивления можно избежать, вспомнив то обстоятельство, что выходная мощность в режиме согласования равна квадрату выходного напряжения холостого хода, деленному на $4R_L$. Поскольку R_L одинаково в

обоих случаях определения мощности шума, коэффициент шума можно найти как отношение действующего выходного напряжения холостого хода шума от всех источников к такому же напряжению от источника с напряжением e_{gn}.

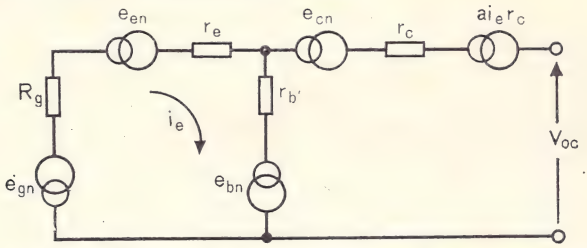


Рис. 5.5. Эквивалентная схема транзистора для расчета коэффициента шума

Источник e_{gn} на рис. 5.5 при закороченных других шумовых источниках дает некоторую компоненту тока в контуре i_e. Согласно закону Ома

$$i_e = e_{gn}/(R + r_e + r_b'). \tag{5.38}$$

Отсюда напряжение холостого хода на выходе

$$\alpha_0 i_e r_c = \alpha_0 r_c e_{gn}/(R_g + r_e + r_b'). \tag{5.39}$$

Частью выходного напряжения $r'_b e_{gn}/(R_g + r_e + r'_b)$ можно пренебречь, так как $r'_b \ll \alpha_0 r_c$. Поэтому средний квадрат выходного напряжения холостого хода, которое дает только данный источник, равен

$$V^2_{g_{oc}} = 4kTB_w R_g \alpha_0^2 r_c^2/(R_g + r_e + r_b')^2. \tag{5.40}$$

Подобным же образом для среднего квадрата напряжения холостого хода, которое дает источник e_{en}, получаем

$$V^2_{e_{oc}} = 2kTB_w r_e \alpha_0^2 r_c^2/(R_g + r_e + r_b')^2, \tag{5.41}$$

а от источника e_{bn} (в пренебрежении непосредственным его вкладом, поскольку $R_g + r_e \ll \alpha_0 r_c$)

$$V^2_{b_{oc}} = 4kTB_w r_b' \alpha_0^2 r_c^2/(R_g + r_e + r_b')^2. \tag{5.42}$$

Квадрат напряжения холостого хода на выходе от источника e_{cn} есть просто e^2_{cn} или

$$V^2_{c_{oc}} = 2kTB_w \alpha_0 r_c^2 (1 - \alpha_0)/r_e. \tag{5.43}$$

Таким образом, коэффициент шума определяется выражением

$$n_F = (V^2_{g_{oc}} + V^2_{e_{oc}} + V^2_{b_{oc}} + V^2_{c_{oc}})/V^2_{g_{oc}}, \tag{5.44}$$

откуда, при $T = T_0$ [4]

$$n_F = 1 + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{r_b'}{R_g} + \frac{(1 - \alpha_0)(R_g + r_e + r_b')}{2\alpha_0 r_e R_g}. \tag{5.45}$$

Заметим, что коэффициент шума зависит не только от параметров транзистора, но и от сопротивления источника R_g, которое должно находиться при стандартной температуре. При этом существует оптимальное значение R_g, которое минимизирует коэффициент шума. Из соотношения (5.45) следует, что малую величину коэффициента шума можно получить, приближая α_0 к единице (очень большое усиление) и, при выполнении этого условия, возбуждая транзистор источником, сопротивление которого много больше r_e или r'_b. Малость величины r_e предполагает, что ток постоянного смещения I_e не может быть слишком малым. На практике область минимального значения коэффициента шума достаточно широка, так что величина R_g обычно определяется, исходя из других условий, а не только из величины коэффициента шума, например, исходя из условий согласования полных сопротивлений.

Реальной является величина коэффициента шума в интервале от 2 до 6 дБ в среднем диапазоне частот (между исчезновением избыточного шума и отсечкой по α) при сопротивлении источника от 100 до 1000 Ом. Расчетным путем можно показать, что в этом частотном диапазоне коэффициент шума практически не зависит от схемы включения транзистора (общая база, общий эмиттер или общий коллектор).

Влияние нагрузки. При создании широкополосных усилителей часто возникают случаи, когда необходимо согласовать полное входное сопротивление транзисторного усилителя с постоянным действительным входным сопротивлением в широкой полосе частот. Например, для того, чтобы избежать отражения в местах соединения кабеля с промежуточными усилителями, желательно сконструировать усилитель таким образом, чтобы он был согласован с полным сопротивлением кабеля. Величина коэффициента шума усилителя зависит от метода, использованного для получения нужного входного полного сопротивления.

Один удобный путь согласования полных сопротивлений состоит в использовании входных цепей с малым полным сопротивлением таких, как каскад с общей базой или с общим эмиттером, в сочетании с параллельной цепью обратной связи. Сопротивление такой цепи легко согласовать с полным сопротивлением усилителя, включая последовательно со входом резистор и увеличивая тем самым малое входное сопротивление транзистора до нужной величины. Для этой цели можно использовать и дуальную схему, в которой полное сопротивление снижается шунтирующим резистором. Такой способ применяется для электронных ламп, приборов, основанных на использовании эффекта поля или транзисторных каскадов с последовательной обратной связью.

Рассмотрим транзисторную входную цепь с параллельной обратной связью, осуществляемой цепью обратной связи, обозначенной β (рис. 5.6). Если коэффициент обратной связи велик, полное сопротивление R_{in} приближается к нулю (типичное значение 1—2 Ом) и его можно хорошо согласовать с полным сопротивлением кабеля R_c, добавляя последовательное сопротивление $R_t \approx R_c$.

Заметим, что сопротивление $R_g = R_c + R_t$, вошедшее в предыдущий расчет коэффициента шума транзистора, включено параллельно с полным сопротивлением цепи β. Из соотношения (5.45) видно, что коэффициент шума транзистора зависит от величины полного сопротивления источника R_g. При замене R_g на R_c изменяется коэффициент шума транзистора. Удобно, однако, сравнивать коэффициент шума транзистора при сопротивлении источника $R_c + R_t$ с коэффициентом шума усилителя при сопротивлении источника R_c.

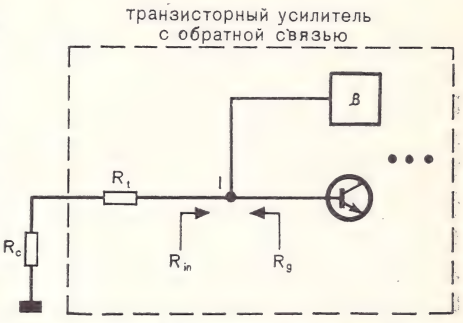


Рис. 5.6. Схема согласования входа усилителя с параллельной цепью обратной связи с помощью последовательно включенного сопротивления

Прежде всего, следует отдавать себе отчет в том, что обратная связь не улучшает коэффициент шума усилителя. Это следует из того, что любое улучшение шумовых свойств, достигнутое за счет обратной связи, в точности компенсируется необходимостью в бо́льшем коэффициенте усиления в активной части схемы. Уровень сигнала в точке I (вход) снижается обратной связью в той же мере, что и шум, и поэтому отношение сигнал/шум (следовательно, и коэффициент шума) обратной связью не изменяется.

Далее, вспомним, что если $R_g = R_c + R_t$ и если пренебречь шунтирующим действием цепи β, то полученная схема идентична той, которая использовалась для расчета коэффициента шума транзистора. Таким образом, полный шум усилителя прямо пропорционален числителю в соотношении (5.44). Однако условия расчета по соотношению (5.40) изменены включением R_c вместо R_g. Если в примененной схеме согласования $R_t = R_c = 0{,}5\,R_g$, то мощность шума в соответствии с (5.40) составляет ровно половину прежней ее величины. Вследствие этого коэффициент шума (5.44) удваивается. В результате коэффициент шума увеличивается на 3 дБ по сравнению с измеренным без согласования, но с новым полным сопротивлением источника, равным удвоенному истинному сопротивлению источника.

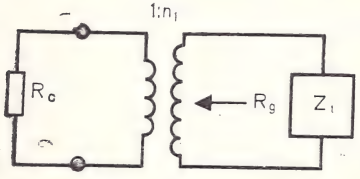


Рис. 5.7. Схема трансформаторной входной цепи

Возрастание шума на 3 дБ, связанное с описанным методом согласования, может оказаться весьма нежелательным. В некоторых случаях его можно избежать, используя трансформаторную связь (рис. 5.7). Если Z_t почти постоянно и действительно в требуемой полосе частот, то для получения полного входного сопротивления R_c передаточное отношение должно быть $1 : n_1 =$

$= \sqrt{Z_t/R_c}$. Тогда полное сопротивление со стороны транзистора $R_g = Z_t$. Если величина R_g не близка к оптимальной, коэффициент шума увеличивается. Недостаток простой трансформаторной связи состоит в неспособности удовлетворить одновременно условиям хорошего согласования и оптимизации полного сопротивления источника для обеспечения минимума коэффициента шума.

Приемлемый с этой точки зрения метод согласования состоит в использовании во входной цепи дифференциальной схемы (рис. 5.8). Анализ ее на основе теории цепей показывает, что ко-

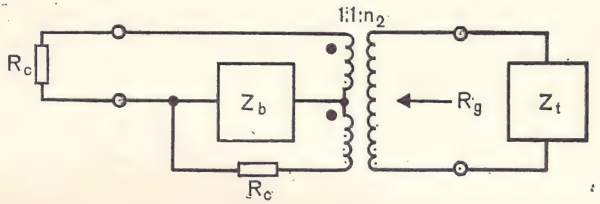


Рис. 5.8. Схема входной цепи с дифференциальным трансформатором

эффициент передачи по напряжению в режиме холостого хода равен $n_2/2$, где n_2 — коэффициент трансформации дифференциальной схемы, а выходное сопротивление, выраженное через полное сопротивление кабеля R_c, равно

$$R_g = n_2^2 R_c/2. \tag{5.46}$$

Таким образом, коэффициент трансформации можно регулировать до достижения значения R_g, дающего оптимальный шум транзистора. Можно показать, что полное входное сопротивление (полное сопротивление со стороны кабеля) равно R_c, если выбрать полное сопротивление балансного контура Z_b, равным

$$Z_b = \left(\frac{n_2 R_c}{2}\right)^2 \frac{1}{Z_t}, \tag{5.47}$$

где Z_t — полное сопротивление нагрузки, которую создают на выходе цепи связи транзисторный усилитель и сопутствующая электрическая схема. Хотя, в принципе, шумовые свойства согласования с помощью дифференциальной схемы идеальны, оно применяется не всегда. Это связано в первую очередь с трудностью обеспечить требуемые характеристики дифференциальной схемы в широкой полосе частот, свойственной современным усилителям. В случае усилителей с обратной связью влияние дифференциальной схемы на характеристики обратной связи может быть важным вплоть до частот, на много октав превышающих наивысшую частоту из диапазона усиливаемых.

Описанные методы получения хорошего входного сопротивления не исчерпывают всех возможностей. В некоторых случаях полезны другие способы: использование последовательной и парал-

лельной обратной связи для получения нужного сопротивления или применение мостовых схем. В частности, схемы с дифференциальной обратной связью имеют преимущество по сравнению с чисто пассивными схемами. Полное исследование этих возможностей выходит за пределы нашего рассмотрения.

Малошумящие системы. В современных системах связи часто входной тепловой шум значительно меньше стандартной шумовой температуры, равной 290К [5]. Например, антенна наземной станции космической связи обычно ориентирована под большим углом возвышения, при котором атмосферный шум составляет лишь несколько градусов Кельвина. Этого шума избежать нельзя, однако существенно, что антенна не собирает добавочный шум земной поверхности или нижних теплых частей атмосферы. Если параметры бокового и заднего лепестков удовлетворительны, шум, собираемый антенной, незначительно превышает минимальный фоновый уровень. Если следом за антенной находится усилитель с вполне приличным коэффициентом шума в 1 дБ, то шум усилителя значительно превосходит шум, поступающий в антенну, и ухудшение отношения сигнал/шум намного больше 1 дБ. Это происходит потому, что неизбежный шум, приходящий в антенну, значительно меньше шума резистора, находящегося при комнатной температуре. В результате оказывается, что при низком уровне шума определять коэффициент шума обычным способом не очень удобно.

Для характеристики малошумящих устройств вместо коэффициента шума обычно пользуются понятием эффективной входной шумовой температуры. Ранее она была определена как шумовая температура такого источника, который при подключении к эквивалентной нешумящей цепи дает выходную мощность шума, равную мощности шума действительной цепи, к которой подключен нешумящий источник.

Выходная мощность шума в режиме согласования в полосе B_w равна $p_n = g_a k(T + T_e)B_w$, где T — шумовая температура входного источника; T_e — эффективная входная шумовая температура цепи. Для системы связи, состоящей из антенны и приемника, шумовая температура входного источника равна температуре антенны T_{ant}, а T_e — эффективная входная шумовая температура приемника. Последняя включает в себя и шумовую компоненту, возникающую из-за потерь в пассивной части радиосхемы между приемником и антенной. Сумма этих двух температур составляет полную эффективную шумовую температуру системы

$$T_{sys} = T_{ant} + T_e. \tag{5.48}$$

Эта последняя определяет полную шумовую мощность системы, отнесенную ко входу приемника.

Рассмотрим короткий отрезок волновода, соединяющего малошумящую антенну с малошумящим усилителем, например, мазером. Согласно (5.25) эффективная входная шумовая температура магазина затуханий равна $T_e = T(l_a - 1)$, где T — действительная

температура элементов, вносящих затухание. При комнатной температуре (290 К)

$$T_e \approx 66{,}8L; \quad L < 0{,}5, \tag{5.49}$$

где L — затухание магазина в децибелах. На каждую десятую долю децибела затухания в волноводе эффективная шумовая температура увеличивается на 6,7 К.

Даже малые потери в волноводе, помещенном между антенной и малошумящим приемником, могут сильно воздействовать на качество передачи в системе. Пусть, например, приемная система имеет температуру 25 К (все источники шумов отнесены ко входу малошумящего усилителя). Пусть теперь затухание в волноводе возросло на 0,1 дБ. В результате шумовая температура приемника увеличилась на 6,7 К (до 31,7 К), что больше 25 К на 1 дБ. Отношение сигнал/шум на входе ухудшилось на 1,1 дБ (1 дБ из-за шума и 0,1 дБ из-за затухания сигнала). Если затухание в волноводе превышает несколько децибел, шумовая температура магазина затуханий достигает асимптотического значения 290 К.

ПРИМЕР 5.1

З а д а ч а. Рассмотрим приемную систему связи со спутником (рис. 5.9), состоящую из остронаправленной антенны с большим коэффициентом усиления,

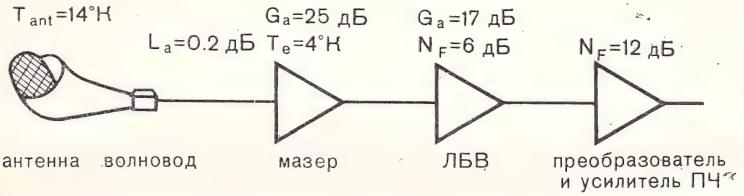


Рис. 5.9. Пример малошумящей системы связи со спутником и исходные данные для расчета шума системы

за которой следует малошумящий усилитель. Электрические характеристики различных элементов системы таковы:

шумовая температура антенны 14 К;

затухание волновода (при комнатной температуре) 0,2 дБ;

коэффициент усиления мазера 25 дБ;

эффективная входная шумовая температура 4 К;

коэффициент усиления ЛБВ 17 дБ, его коэффициент шума 6 дБ;

коэффициент шума преобразователя частоты и УПЧ: 12 дБ.

Следует рассчитать эффективную входную шумовую температуру приемника и шумовую температуру системы.

Р е ш е н и е. Прежде всего, все величины, данные в децибелах, следует выразить в относительных единицах.

Для мазера коэффициент усиления 25 дБ соответствует отношению 316;

для ЛБВ коэффициент усиления 17 дБ соответствует отношению 50, а коэффициент шума 6 дБ — отношению 4,0;

для преобразования частоты и УПЧ коэффициент шума 12 дБ соответствует отношению 15,8.

В данном случае для расчета эффективной входной шумовой температуры приемника необходимо использовать формулу для каскадной цепи (5.22):

$$T_e = T_{e_1} + \frac{T_{e_2}}{g_1} + \frac{T_{e_3}}{g_1 g_2} + \frac{T_{e_4}}{g_1 g_2 g_3},$$

где T_{e_1}, T_{e_2}, T_{e_3} и T_{e_4}, — эффективные входные температуры волновода, мазера, ЛБВ и УПЧ соответственно, а g_1, g_2 и g_3 — коэффициенты передачи (в режиме согласования) волновода, мазера и ЛБВ. Для вычисления T_{e_3} и T_{e_4} нужно использовать соотношение между коэффициентом шума и эффективной входной шумовой температурой ЛБВ и УПЧ. В соответствии с (5.20)

$$T_e = T_0 (n_F - 1).$$

Следовательно,

$$T_{e_3} = 290\ (4 - 1) = 870\ \text{K};$$

$$T_{e_4} = 290\ (15{,}8 - 1) = 429\ \text{K}.$$

Для расчета эффективной входной шумовой температуры волновода, связанной с потерями в нем, используем соотношение (5.49):

$$T_e = 66{,}8\, L;$$

$$T_e = 66{,}8 \cdot 0{,}2 = 13{,}6\ \text{K}.$$

Коэффициент передачи волновода при затухании 0,2 дБ равен $g_1 = 0{,}955$.

Теперь по соотношению (5.22) можно рассчитать эффективную входную шумовую температуру приемника:

$$T_e = 13{,}6 + \frac{4{,}0}{0{,}955} + \frac{870}{0{,}955 \cdot 316} + \frac{4290}{0{,}955 \cdot 316 \cdot 50} = 13{,}6 + 4{,}2 + 2{,}9 + 0{,}3 =$$

$$= 21{,}0\ \text{K}.$$

Из ф-лы (5.48) шумовая температура системы

$$T_{sys} = T_{ant} + T_e = 14 + 21 = 35\ \text{K}.$$

ИЗМЕРЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВХОДНОЙ ШУМОВОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ И КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА

Существуют, в принципе, два метода измерения коэффициента шума [6]. Согласно одному из них для определения коэффициента усиления g и эффективной шумовой полосы B_w четырехполюсника используется калиброванный генератор сигнала. Затем измеренная мощность выходного шума сопоставляется с ее расчетным значением gkT_0B_w, откуда находится коэффициент шума. По другому методу на вход цепи включается калиброванный генератор шума. Оба эти измерения схожи между собой и производятся по схеме, показанной на рис. 5.10. Источник шума или сигнала состоит из генератора, который можно включать и выключать, и внутренней нагрузки источника, которая дает фиксированный уро-

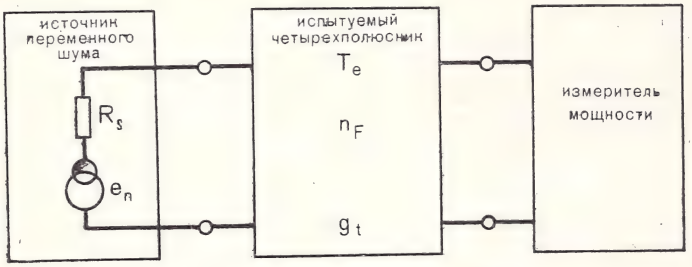


Рис. 5.10. Схема измерения коэффициента шума

вень теплового шума независимо от того, включен или выключен генератор. Источник подключен ко входу подлежащего измерению четырехполюсника. Заметим, что измеренная величина коэффициента шума зависит от согласования полных сопротивлений в данной точке. На выходе четырехполюсника включен измеритель мощности. Вообще говоря, показания этого измерителя мощности соответствуют не величине выходной мощности четырехполюсника в режиме согласования, а действительной мощности, поглощенной измерителем. Поэтому для расчета используется коэффициент передачи (g_t) четырехполюсника.

В общем случае следует производить два измерения выходной мощности: при выключенном (p_1) и включенном (p_2) генераторе источника сигнала.

Калиброванный источник шума. В случае калиброванного источника шума шумовая температура источника при выключенном генераторе шума равна шумовой температуре его внутреннего нагрузочного сопротивления T_1. При включенном генераторе шумовая температура источника становится равной T_2. Мощность шума, измеренная на выходе четырехполюсника, равна соответственно $p_1=g_tkB_w(T_e+T_1)$; $p_2=g_tkB_w(T_e+T_2)$. Неизвестными являются коэффициент передачи цепи g_t, шумовая полоса совместно цепи и измерителя мощности B_w, эффективная входная шумовая температура цепи T_e. Нас интересует лишь последний параметр. Рассмотрим отношение этих двух равенств. Пусть $y=p_2/p_1$. Тогда

$$y=\frac{p_2}{p_1}=\frac{g_tkB_w(T_e+T_2)}{g_tkB_w(T_e+T_1)}=\frac{T_e+T_2}{T_e+T_1}.$$

Решая его относительно T_e, получаем

$$T_e=\frac{T_2-yT_1}{y-1}. \tag{5.50}$$

Коэффициент шума четырехполюсника равен

$$n_F=1+\frac{T_e}{T_0}=\frac{\left(\frac{T_2}{T_0}-1\right)+y\left(1-\frac{T_1}{T_0}\right)}{y-1}. \tag{5.51}$$

Если полное сопротивление источника имеет стандартную температуру (т. е. $T_1=T_0$), то

$$n_F=\frac{(T_2/T_0)-1}{y-1}. \tag{5.52}$$

В качестве источников белого шума, применяемых для этих измерений, можно использовать температурно-ограниченный шумовой диод, газоразрядную трубку и резисторы, находящиеся при различных температурах. Температурно-ограниченный шумовой диод представляет собой регулируемый источник шума, удобный для применения на частотах менее 1 ГГц. Изменяя анодный ток диода, можно регулировать шум. Газоразрядную трубку хорошо ис-

пользовать в качестве источника шума в диапазоне СВЧ. Поскольку она генерирует мощность шума постоянного уровня, то для регулирования мощности между нею и нагрузкой включается переменный магазин затуханий. Резисторы, находящиеся при разных, точно измеренных температурах, можно использовать как очень точные источники шума для измерения коэффициента шума. Точной фиксированной температуры можно достигнуть, погружая резисторы в ледяную ванну, в ванну с жидким азотом и т. п.

Калиброванный источник сигнала. При измерениях эффективной входной шумовой температуры и коэффициента шума с помощью калиброванного генератора сигнала принимают, что сопротивление источника имеет стандартную температуру. Когда генератор включен, мощность сигнала на согласованной нагрузке равна p_c. Мощность, измеренная на выходе четырехполюсника с выключенным и включенным генератором, равна соответственно:

$$p_1 = kg_t B_w (T_e + T_0);$$

$$p_2 = kg_t B_w (T_e + T_0) + p_c g_t.$$

Отношение мощностей равно

$$y = \frac{p_2}{p_1} = \frac{g_t k B_w (T_e + T_0) + p_c g_t}{g_t k B_w (T_e + T_0)} = 1 + \frac{p_c}{kB_w (T_e + T_0)}.$$

Решая относительно T_e, получаем

$$T_e = \frac{p_c}{kB_w (y-1)} - T_0, \tag{5.53}$$

откуда коэффициент шума

$$n_F = \frac{1}{y-1} \frac{p_c}{kT_0 B_w}. \tag{5.54}$$

Влияние полосы. Чтобы рассчитать коэффициент шума или эффективную входную шумовую температуру, необходимо знать шумовую полосу B_w. Точно измерить этот параметр нелегко. Метод дисперсного шумового источника имеет то преимущество, что не требует знания шумовой полосы.

Если желательно измерить *коэффициент шума на фиксированной частоте,* то измеритель мощности должен иметь шумовую полосу, значительно более узкую, чем шумовая полоса измеряемой цепи. В таком случае под шумовой полосой B_w, входящей в соотношения, приведенные в данном разделе, следует понимать именно шумовую полосу измерителя мощности. С другой стороны, если нужно измерить средний коэффициент шума цепи, измеритель шума должен иметь значительно более широкую шумовую полосу, чем измеряемая цепь. В этом случае B_w есть шумовая полоса последней.

ПРИМЕР 5.2

Задача. Для измерения коэффициента шума усилителя использован калиброванный источник шума. Найдено, что для удвоения измеренной шумовой

мощности на выходе усилителя потребовалась избыточная шумовая температура источника 1450°К. Нужно определить коэффициент шума усилителя, предполагая, что нагрузка в источнике шума находится при стандартной температуре.

Решение. Поскольку при одном из измерений шума нагрузка находилась при стандартной температуре, для расчета коэффициента шума можно использовать ф-лу (5.52)

$$n_F = \frac{(T_2/T_0) - 1}{y - 1},$$

где $T_2 = T_x + T_0$ — сумма избыточной и стандартной температур.

Следовательно, выражение для коэффициента шума можно записать в виде

$$n_F = \frac{1}{y - 1} \frac{T_x}{T_0},$$

Подставляя сюда данные числа, получим

$$n_F = \frac{1}{2 - 1} \frac{1450}{290} = 5,$$

т. е.

$N_F = 7$ дБ.

Отношение T_x/T_0 иногда называют *избыточным шумовым отношением* источника шума, а T_2/T_0 — *шумовым отношением источника* шума. Численное значение коэффициента шума при использовании источника шума, в котором нагрузка находится при стандартной температуре, и выборе такой избыточной шумовой температуры источника, при которой измеренный шум на выходе усилителя удваивается (возрастает на 3 дБ), равно избыточному шумовому отношению источника шума.

5.2. ШУМ И АМПЛИТУДНОМОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ

До сих пор мы рассматривали свойства шума, который непосредственно смешан с полезным сигналом. Теперь проанализируем свойства шума, связанного с транспонированным сигналом, когда шум вводится после того, как этот сигнал был получен путем модуляции и/или/кодирования несущей. Следует ожидать, что некоторые соотношения между сигналом и шумом имеют более сложный характер благодаря процессу модуляции [7].

Если на немодулированную несущую частоту линейно наложена полоса хаотического шума, имеющего постоянную спектральную плотность, то результирующая частота эквивалентна несущей, модулированной одновременно по амплитуде и по фазе этим случайным шумом. При демодуляции этой волны идеальным амплитудным или фазовым детектором на выходе получается случайный шум.

СИГНАЛ С ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ

Как отмечалось в гл. 2, демодуляция сигнала с ОБП представляет собой перенос его по частоте с инверсией или без нее. Проще всего это выполняется с помощью синхронного детектора. Если

сигнал с ОБП содержит добавленный к нему шум, то шум демодулируется так же, как и сигнал, т. е. путем переноса частоты.

Рассмотрим, например, сигнал с ОБП с уровнем 0 дБм, подлежащий демодуляции. Для того чтобы избежать изменения уровня при демодуляции, предположим, что демодулированный сигнал также имеет уровень 0 дБм (что легко осуществляется подбором усилителей и удлинителей). Теперь добавим на вход демодулятора белый шум с плотностью мощности — 100 дБм/кГц, занимающий полосу от f_a до f_b (рис. 5.11). Это предполагает, что демоду-

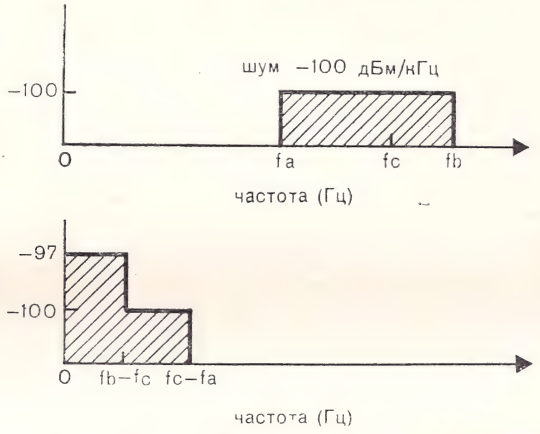


Рис. 5.11. Спектр шума на высокой частоте (вверху) и в полосе сигнала (внизу) при демодуляции шума на высокой частоте

лятору предшествует фильтр, пропускающий данную полосу частот. В общем случае такая полоса пропускания может быть шире полосы, занятой сигналом. После прохождения через синхронный детектор с несущей f_c спектр шума будет преобразован к виду показанному на рис. 5.11 внизу. Полная мощность шума, имевшаяся до демодуляции, сохраняется и после демодуляции, несмотря на эффект «сложения» относительно нулевой частоты. Мощность «сложенной» части спектра добавляется к мощности оставшейся его части, так как случайный шум не коррелирован на разных частотах. Результатом всего этого является простой вывод о том, что на высокой частоте отношение сигнал/шум для сигнала с ОБП не изменяется в процессе демодуляции. Однако из-за эффекта «сложения» шум с плоским спектром на высокой частоте не обязательно сохранит свой спектр после демодуляции. Разумеется, для лучшего отношения сигнал/шум фильтр, предшествующий детектору, должен удалять шум на всех частотах, не занятых модулирующим сигналом. Такая фильтрация устраняет «сложение» шума при демодуляции. В этом случае форма спектра мощности сохраняется (с возможной инверсией) и в процессе демодуляции.

Квадратурные искажения не влияют на шум выхода демодулятора. Хотя квадратурные искажения влияют на форму демодулированного сигнала, средняя мощность сигнала из-за них не меняется, поэтому они не воздействуют на отношение сигнал/шум для демодулированного сигнала с ОБП.

СИГНАЛ С ДВУМЯ БОКОВЫМИ ПОЛОСАМИ И ПОДАВЛЕННОЙ НЕСУЩЕЙ (ДБП-ПН)

Шумовые свойства синхронного детектора в этом случае такие же, что и в случае однополосной модуляции, за исключением того, что минимальная полоса перед демодуляцией здесь вдвое шире. Это означает, что при плоском шуме на входе выходной шум при минимальной полосе оказывается на 3 дБ больше, чем при минимальной полосе демодулятора для сигнала с ОБП.

Демодулированный сигнал состоит из двух боковых полос, «сложенных» относительно нулевой частоты. Если несущая не имеет частотных или фазовых искажений, то составляющие каждой полосы полностью коррелированы, так что «сложенные» части спектра сигнала складываются по напряжению. Это означает, что напряжение в полосе демодулированного сигнала удваивается, а его мощность на 6 дБ больше мощности любой из боковых полос. Например, сигнал на уровне 0 дБм (—3 дБм на боковую полосу) будет демодулирован указанным демодулятором в сигнал уровня +3 дБм. Если входной фильтр пропускает лишь частоты в полосе ±4 кГц от несущей частоты, то белый шум с плотностью — —100 дБм/кГц демодулируется к плотности —97 дБм/кГц, или к полному шуму уровня — 91 дБм. Следовательно, отношение сигнал/шум на высокой частоте составляет 0+91=91 дБ, в то время как для демодулированного сигнала это отношение равно 3+91= =94 дБ. Такое улучшение отношения сигнала к шуму на 3 дБ является специфическим для демодуляторов сигналов с ДБП-ПН при условии точного выбора несущей.

Если несущая сдвинута по фазе, то квадратурные составляющие боковых частот исключаются, и по напряжению складываются только составляющие двух боковых полос, совпадающие по фазе. В результате амплитуда демодулированного сигнала уменьшается в $\cos\theta$ раз, где θ — фазовая ошибка, и улучшение отношения сигнал/шум уменьшается.

СИГНАЛ С ДВУМЯ БОКОВЫМИ ПОЛОСАМИ И ПЕРЕДАВАЕМОЙ НЕСУЩЕЙ (ДБП-Н)

Демодулирование обычного сигнала с ДБП-Н происходит так же, как и в случае передачи сигнала с ДБП-ПН, за исключением того, что демодулированный сигнал содержит постоянную составляющую, возникшую из-за демодуляции несущей. Главное преимущество передачи несущей состоит в том, что ее не нужно добавлять в демодуляторе, в результате чего отсутствует сдвиг по

фазе (если сдвига по фазе нет в канале высокой частоты). Однако передача несущей неэкономична с точки зрения использования мощности. Например, несущая с уровнем 0 дБм может нести в каждой боковой полосе синусоидальный сигнал с уровнем лишь —6 дБм. Демодуляция описанным способом даст уровень мощности в полосе сигнала 0 дБм.

СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ [8]

Сравнение трех методов АМ (однополосной, двухполосной с подавлением несущей, двухполосной с передачей несущей) с точки зрения отношения сигнал/шум после демодуляции зависит от природы ограничения мощности в каждом отдельном случае. Если ограничивается средняя плотность мощности — тенденция, которая имеет место в многоканальной ситуации, — однополосная модуляция ухудшает отношение сигнал/шум на 3 дБ по сравнению с двухполосной при подавленной несущей. Разумеется, в данной полосе лишь половина общего количества каналов может использоваться в режиме двухполосной модуляции. Добавление второй боковой полосы не изменяет плотности мощности, но дает выигрыш в 3 дБ в шуме за счет когерентности полос сигнала в противоположность полосам шума.

Однополосная модуляция сравнивается с двухполосной при одинаковой глубине модуляции переданной несущей. В одноканальных радиосистемах преимущество однополосной модуляции обычно оценивается в 9 дБ, что следует из сравнения с двухполосной модуляцией при передаче несущей по пиковой мощности в предположении 100% тональной модуляции несущей. Если пиковая мощность несущей составляет 1 Вт, пиковая мощность модулированного сигнала (мощность пика огибающей) равна 4 Вт, но средняя мощность в каждой боковой полосе составляет лишь 1/4 Вт. При том же пике огибающей 4 Вт однополосный сигнал увеличивается в 16 раз, т. е. на 12 дБ. Однако из-за когерентности боковых полос при двухполосной модуляции чистое преимущество в отношении сигнал/шум снижается до 9 дБ.

5.3. ШУМ И СИГНАЛ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Как уже указывалось, идеальное фазовое детектирование немодулированной несущей и случайного шума дает случайный шум [9]. Поскольку ЧМ есть производная от ФМ, демодулятор ЧМ также дает на выходе случайный шум. Напряжение шума на выходе ФМ системы имеет плоский спектр, тогда как напряжение шума на выходе ЧМ системы линейно возрастает с частотой. Поэтому обычно говорят о треугольном частотном спектре системы с ЧМ.

В дальнейшем обсуждении несущая, к которой добавлен помехообразующий шум, предполагается немодулированной. Результаты тем не менее применимы к сигналу с угловой модуляцией

малой глубины, поскольку бо́льшая часть мощности в этом случае сосредоточена в несущей. Действие полосы случайного шума вблизи несущей характеризуется полной мощностью шума, появляющейся в полосе демодулированного сигнала, и спектральной плотностью демодулированного шума в этой полосе.

В гл. 17 показано, что средний квадрат фазовой девиации D_Φ, вызванной добавлением шума с мощностью p_n [Вт], равен

$$D_\Phi = p_n/2p_c \text{ [рад}^2\text{]}, \tag{5.55}$$

где p_c — мощность немодулированной несущей. Если p_n представляет собой плотность мощности шума на высокой частоте, выраженную в ваттах на герц, то соотношение (5.55) дает средний квадрат плотности фазовой девиации в радианах в квадрате на герц. Такой спектр фазовой девиации имеет ту же форму, что и спектр шума на высокой частоте, сдвинутый вниз по частоте на f_c. Это приводит к двухполосному спектру фазовой девиации (включающему отрицательные частоты), который можно преобразовать в более целесообразный однополосный спектр, просто прибавляя средний квадрат спектра фазовой девиации для отрицательных частот к среднему квадрату спектра фазовой девиации для положительных частот. В результате мощности складываются. Для определения действительного напряжения шума или мощности после демодуляции необходимо знать тип демодулятора (фазовый или частотный) и его соответствующие параметры.

ШУМ В СИСТЕМЕ ФМ

Проведенное рассмотрение можно теперь приложить к конкретной проблеме шума в полосе сигнала для системы ФМ. Предполагается, что случайный шум имеет плоский частотный спектр в полосе от $f_c - f_1$ до $f_c + f_1$ с плотностью мощности p_n [Вт/Гц] (рис. 5.12*а*) и что мощность несущей значительно больше мощности шума. Чтобы отнести фазовые девиации к напряжению, необходимо определить коэффициент преобразования фазового демодулятора. Поскольку в гл. 2 для этого использовался параметр k, естественно, в качестве коэффициента преобразования демодулятора взять величину $1/k$. Итак, пусть фазовая девиация $1/k$ [рад] дает выходное напряжение сигнала в 1 В. *Двухполосную* спектральную плотность шума в полосе сигнала в В^2/Гц можно определить из (5.55)

$$\text{спектральная плотность шума} = \frac{1}{k^2}\,\frac{p_n}{2p_c} \text{ [В}^2\text{/Гц]}. \tag{5.56}$$

В более удобном случае однополосного спектра, который получается наложением отрицательных частот на положительные, (5.56) преобразуется в

$$\text{плотность шума в полосе сигнала} = \frac{p_n}{k^2 p_c} \text{ [В}^2\text{/Гц]}. \tag{5.57}$$

Это иллюстрируется рис. 5.12*б*, показывающим результирующий плоский спектр. Если в такой системе осуществляется многоканальное телефонирование, все каналы шумят одинаково.

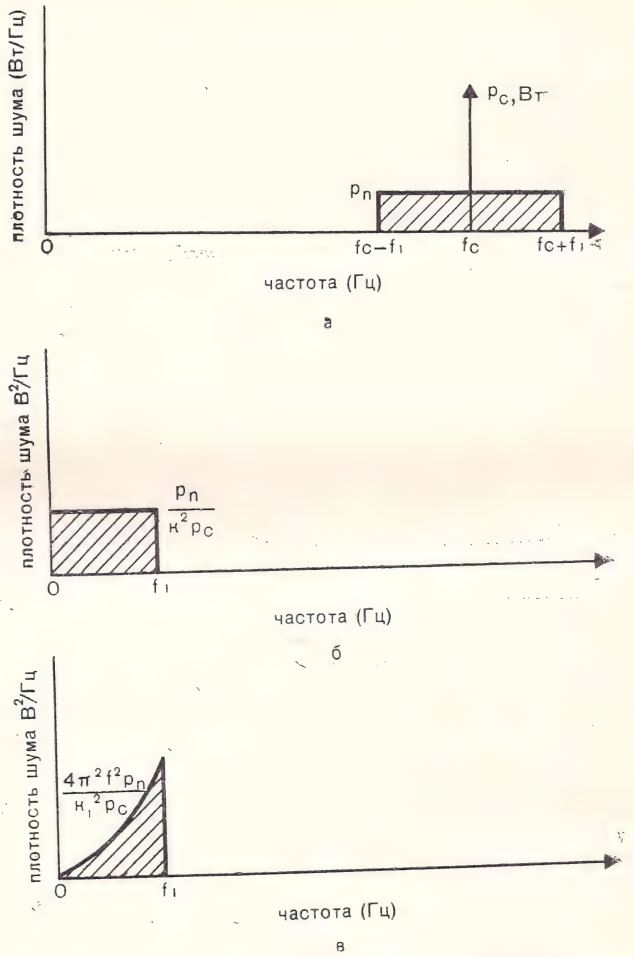


Рис. 5.12. Спектр шума на несущей частоте (*а*) и демодулированный шум ФН (*б*) и ЧМ (*в*) в полосе сигнала

Интегрируя (5.57) от 0 до f_1 [Гц], можно найти полный шум в полосе сигнала

$$\text{полный шум в полосе сигнала} = f_1 p_n / k^2 p_c \ [\text{В}^2]. \qquad (5.58)$$

ШУМ В СИСТЕМЕ ЧМ

Как и в случае шума в системе ФМ, предполагается, что случайный шум на высокой частоте имеет плоский спектр в полосе от $f_c - f_1$ до $f_c + f_1$ со спектральной плотностью p_n [Вт/Гц] (рис.

5.12*а*) и что мощность несущей много больше полной мощности шума. Напряжение после демодуляции в системе ЧМ пропорционально девиации частоты несущей с коэффициентом преобразования $1/k_1$ [В/рад/с].

Мгновенную частотную девиацию, вызванную шумом, можно найти, дифференцируя мгновенную фазовую девиацию по времени, что эквивалентно умножению на частоту. Спектральная плотность *двухполосного* шума, полученная из соотношения (5.55), равна:

$$\text{спектральная плотность шума} = \omega^2 p_n/2\, k_1^2 p_c \ [\text{В}^2\text{Гц}]. \qquad (5.59)$$

Для однополосного спектра имеем

$$\text{плотность шума в полосе сигнала} = 4\pi^2 f^2 p_n/k_1^2 p_c \ [\text{В}^2/\text{Гц}]. \qquad (5.60)$$

Это показано на рис. 5.12*в*, где параболический спектр шума ЧМ соответствует треугольному спектру *напряжения*.

Полный средний квадрат напряжения шума на выходе демодулятора можно найти, интегрируя отношение (5.60) от 0 до f_1 [Гц]:

$$\text{полная мощность шума в полосе сигнала} = 4\pi\, p_n f_1^3/3k_1^2 p_c \ [\text{В}^2]. \qquad (5.61)$$

СРАВНЕНИЕ ШУМА В СИСТЕМАХ ЧМ И ФМ

Предыдущее рассмотрение показало, что случайный шум в телефонном канале на выходе системы ЧМ зависит от частоты канала. Так, в то время как верхний канал находится на пределе требований к шуму, нижние каналы имеют шум, даже меньший допустимого. Такое положение не очень рационально.

С другой стороны, в системе ФМ шум во всех телефонных каналах одинаков, поскольку фазовая модуляция имеет плоский спектр как для сигнала, так и для случайного шума. Здесь мы сравним шум в системе ЧМ с шумом в верхнем канале системы ЧМ при условии, что полные полосы шума в обеих системах одинаковы.

Полная мощность шума в системе ФМ выражается отношением (5.58), а в системе ЧМ — отношением (5.61). Приравнивая их и решая относительно k^2, получаем

$$k^2 = 3k_1^2/4\pi^2 f_1^2 . \qquad (5.62)$$

Подставим (5.62) в (5.57), в результате получаем спектральную плотность ФМ шума:

$$\text{спектральная плотность ФМ шума} = 4\pi^2 f_1^2 p_n/3k_1^2 p_c \ [\text{В}^2/\text{Гц}]. \qquad (5.63)$$

На верхней границе полосы ЧМ сигнала плотность шума получается подстановкой в (5.60) $f = f_1$:

$$\text{плотность ЧМ шума на } f_1 = 4\pi^2 f_1^2 p_n/k_1^2 p_c. \qquad (5.64)$$

Отношение плотности шума на верхней частоте для ЧМ (5.64) и ФМ (5.63) равно 3. Следовательно, шум в верхнем канале системы ЧМ больше шума в любом канале системы ФМ в 3 раза или на 4,8 дБ.

ПРЕИМУЩЕСТВА ЧМ ПО СРАВНЕНИЮ С АМ

При той же передаваемой мощности в системе ЧМ можно достичь лучшего отношения сигнал/шум, нежели в системе АМ. Однако для реализации такой возможности необходимо использовать бóльшую глубину модуляции. При этом начинают играть важную роль боковые полосы высшего порядка, и требуется более широкая полоса, чем в соответствующей АМ системе. Иногда рассматривают улучшение отношения сигнал/шум из-за расширения полосы как преимущество ЧМ системы. Для того чтобы проверить это преимущество с количественной точки зрения, сравним систему АМ с ОБП-ПН с системой ЧМ.

Рассмотрим сигнал с ОБП с пиковой мощностью p_x [Вт] низкого уровня на входе усилителя. Пусть шум на этом уровне имеет плотность p_n [Вт/Гц], а полоса сигнала составляет f_1 [Гц]. Для такой системы пиковое отношение сигнала к средней плотности шума равно

$$\left.\frac{S}{N}\right|_{\text{ОБП}} = \frac{p_x}{p_n}. \tag{5.65}$$

Подадим этот сигнал на систему ЧМ с мощностью несущей $p_x/2$ [Вт] (соответственно с пиковой мощностью p_x [Вт]), шумом p_n [Вт/Гц] и пиковой девиацией частоты ΔF [Гц]. Пиковое напряжение демодулированного сигнала равно:

$$\text{пиковое напряжение сигнала} = 2\pi\Delta F/k_1. \tag{5.66}$$

Спектральная плотность шума в верхнем канале ЧМ системы в соответствии с (5.64) равна:

$$\text{спектральная плотность шума} = 8\pi^2 f_1^2 p_n/k_1^2 p_x. \tag{5.67}$$

Возводя в квадрат (5.66) и деля на (5.67), получаем пиковое отношение сигнала к средней плотности шума для системы ЧМ:

$$\left.\frac{S}{N}\right|_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta F^2 p_x}{2f_1^2 p_n}. \tag{5.68}$$

Сравнение (5.68) с (5.65) показывает, что в системе ЧМ шумы меньше, чем в системе АМ в $\Delta F^2/2f_1^2$ раз. Таким образом:

$$\text{преимущество ЧМ} = 20 \lg \left(\Delta F/f_1 \sqrt{2}\right) \text{ [дБ]}. \tag{5.69}$$

Если пиковая частотная девиация менее умноженной на $\sqrt{2}$ частоты в верхнем телефонном канале, преимущество ЧМ отрицательно. Преимущество системы ЧМ, в которой пиковая девиация частоты равна частоте верхнего передающего канала, равно — 3 дБ, и шум в этом канале на 3 дБ больше, чем в системе с ОБП. При

наличии предыскажения преимущество ЧМ можно увеличить до 0 дБ, если пиковая девиация частоты равна частоте в верхнем канале.

Согласно правилу Карсона, упоминавшемуся в гл. 2, полоса, необходимая для передачи сигнала ЧМ или ФМ, равна удвоенной сумме пиковой девиации частоты и высшей частоты сигнала. Если эти величины равны, то требуемая полоса в четыре раза шире верхней частоты сигнала. Поскольку сигнал АМ с ОБП можно передать в полосе, равной верхней частоте сигнала, то система ЧМ с предыскажением требует для достижения того же уровня шума, по крайней мере, в четыре раза более широкой полосы, чем система АМ.

Преимущество системы с ОБП с точки зрения использования полосы указывает как будто бы на ее предпочтительность для радиосистем на СВЧ. В гл. 7 показано, что реальные проблемы, связанные с получением линейных усилителей, имеющих необходимые усиление и выходную мощность на СВЧ, делают использование АМ в настоящее время непрактичным. В устройствах, в которых мощность несущей ограничена, например, для космической связи, использование ЧМ с глубокой модуляцией позволяет увеличить отношение сигнал/шум за счет полосы. Вообще, удвоение девиации частоты (глубины модуляции) уменьшает шум на 6 дБ до тех пор, пока не происходит нарушение этой зависимости, которое рассмотрено в гл. 17.

5.4. ШУМ И СИГНАЛЫ ИКМ

Ошибка квантования (или шум), которую приобретает сигнал ИКМ на передающем конце линии, обсуждалась в гл. 2. Ошибка или шум, порожденный квантованием, представляет собой основной источник ухудшения сигнала и возникает только на передающем (или кодирующем) конце системы. В гл. 6 показано, что для данной полосы этот тип шума можно минимизировать с помощью неравномерного квантования, результатом которого является эффективная амплитудная компрессия исходного сигнала.

Другой тип шума, свойственного системе ИКМ, возникает главным образом на приемном конце системы (на низком уровне). Это шум ложных импульсов, который представляет собой неверное воспроизведение фактической амплитуды импульсов приемником; он возникает из-за шумовых всплесков, проходящих через порговый уровень приемника. По мере увеличения мощности сигнала по сравнению с порогом этот шум убывает настолько быстро, что в любой практической системе его можно сделать пренебрежимо малым [10]. За исключением изредка вызываемых ошибок случайный, или флуктуационный шум не имеет других воздействий на выходной сигнал. В этом состоит отличие данной системы от рассмотренных аналоговых систем, в которых шум воздействует на выходной сигнал непрерывно.

Чтобы обнаружить наличие или отсутствие полезного импульса, в линии цифровой передачи необходимо добиться некоторого

минимального отношения сигнал/шум. Если мощность импульса слишком мала по сравнению с шумом, даже лучший детектор будет давать ошибки и обнаруживать случайные импульсы, когда их нет, и наоборот. Предположим, что принимаемые импульсы таковы, что импульсная амплитуда номинально равна V_p при наличии импульса и нулю в его отсутствие. При этом не требуется, чтобы импульсы имели плоскую вершину, но нужно, чтобы они имели нулевой уровень в промежутке между отсчетами соседних импульсов. Этим требованиям удовлетворяют импульсы вида $(\sin x)/x$ так же, как и многие другие. Если сигнал и шум в сумме превышают $V_p/2$ в момент отсчета, то фиксируется наличие импульса, если сигнал и шум в сумме менее $V_p/2$, фиксируется отсутствие импульса. Поэтому, если шум в момент отсчета превышает $V_p/2$ в соответствующем направлении, появляется ошибка.

Можно показать, что если шум имеет гауссово распределение с действующим значением σ, а импульсы двоичны с амплитудой V_p, то вероятность ошибки равна

$$p = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \int_{\frac{1}{2}V_p}^{\infty} e^{-v^2/2\sigma^2}\, dv. \tag{5.70}$$

С возрастанием напряжения сигнала эта функция очень быстро убывает, так что если V_p/σ достаточно велико для того, чтобы сигнал вообще был обнаружен, лишь небольшое его увеличение делает передачу практически безошибочной. Как быстро происходит это улучшение, можно видеть на рис. 5.13.

Ясно, что имеется четкий пороговый уровень около 20 дБ: ниже его помеха существенна, выше — пренебрежимо мала. Сравнение этой величины с примерно 60 дБ, требуемыми в лучших АМ системах передачи речи, показывает, что ИКМ нуждается во много меньшем уровне мощности сигнала за счет более широкой полосы.

Вероятность ошибки и отношение сигнал/шум определялись для случая передачи двоичных импульсов. Если используются импульсы, имеющие n различных уровней амплитуды, то уровни смежных импульсов должны определенным образом различаться с тем, чтобы обеспечить необходимый запас по отношению к шуму. В этом случае для получения той же (малой) ошибки необходима бóльшая полная мощность сигнала, если приемник различает эти импульсы так же, как и двоичные.

При использовании простого двоичного кода каждая цифра в процессе ее передачи равно подвержена ошибке, возникающей из-за действия шума; однако величины шума, ведущие к этим ошибкам на выходе декодирующего устройства, неодинаковы. Так, ошибка в более важной цифре дает значительно бóльшую ошибку в амплитуде выходного сигнала, нежели ошибка в менее важной цифре. Полное отношение сигнал/шум системы можно улучшить, обеспечивая для более важной цифры меньшую подверженность

ошибке, чем для менее важной, так что их вклады в выходной шум уравниваются.

Для того чтобы двоичные цифры кодовой группы вносили равные доли в выходной шум, предложено несколько методов. Например, этого можно достигнуть, изменяя высоту или продолжи-

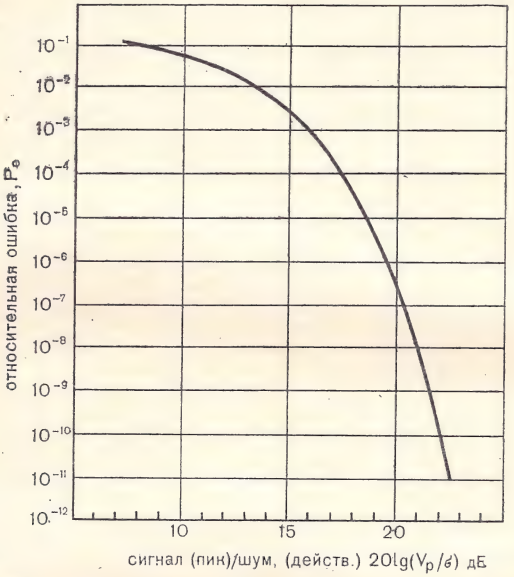


Рис. 5.13. Зависимость импульсной ошибки от отношения пикового напряжения сигнала к действующему напряжению шума

тельность импульса от цифры к цифре. Можно показать, что в этом случае улучшается выходное отношение сигнал/шум в широком диапазоне входного отношения несущей к шуму. Однако предложенные системы значительно сложнее простой двоичной и, поскольку уже достигнуто прекрасное шумовое качество простой двоичной ИКМ системы, дополнительная сложность является слишком дорогой платой за выигрыш в улучшении отношения сигнал/шум.

Интересно сравнить аналоговую систему с промежуточными усилителями с такой же ИКМ системой. Например, при n секциях с последовательно включенными аналоговыми промежуточными усилителями, мощность шума, добавляемая каждой секцией, может составлять лишь $1/n$ от мощности, допустимой для одной секции. Это иллюстрируется верхней кривой рис. 5.14, из которой видно, что удвоение количества секции с промежуточными усилителями требует улучшения отношения S/N на каждую секцию на 3 дБ. С другой стороны, двоичная система ИКМ сводит задачу к распознаванию наличия или отсутствия импульса с малой ве-

роятностью ошибки. Если каждая секция имеет вероятность ошибки p, то ошибка для последовательно включенных секций равна

$$p_e = 1 - (1 - p)^n \approx np. \qquad (5.71)$$

Поэтому система ИКМ с n секциями требует, чтобы вероятность ошибки на одну секцию составляла $1/n$ ошибки всей системы. Из

Рис. 5.14. Выигрыш по шуму при регенерации импульсов

рис. 5.13 видно, что малое улучшение S/N порядка 1 дБ уменьшает вероятность ошибки на порядок величины. В результате для регенеративных промежуточных усилителей дается почти горизонтальная кривая рис. 5.14. Преимущество регенерации, которое демонстрирует рис. 5.14, достигается ценой существенного расширения полосы по сравнению с той, которая требуется для аналоговых систем.

Следует подчеркнуть, что результаты, показанные на рис. 5.13 и 5.14, получены в предположении идеальности промежуточного усилителя. По некоторым причинам реальные регенеративные промежуточные усилители могут потребовать увеличения отношения сигнал/шум по сравнению с теоретическим минимумом. Во-первых, величину шума, допустимую на секции с промежуточными усилителями, уменьшает взаимодействие между передаваемыми импульсами, которое можно рассматривать как ухудшение характеристик шума. Во-вторых, ошибки в определении положения импульса, называемые временны́ми, могут накапливаться при прохождении через регенеративные промежуточные усилители. В-третьих, несовершенства промежуточных усилителей и шум в них могут вызывать изменения длины и высоты импульсов, что непосредственно приводит к ухудшению шумовых свойств. Наконец, внешние

помехи (нелинейные помехи от других систем), импульсный шум (генерируемый в ЦТС и попадающий в кабель) и оконечный шум требуют значительного повышения уровня для защиты от ошибок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 5

1. **Davenport W. B., Jr.** and **W. L. Root.** Introduction to Random Signals and Noise (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1958), Chapter 9.
2. **American** Standards Association. Dehnition of Electrical Terms, ASA-C42.65 (1957).
3. **Van der Ziel A.** «The Theory of Shot Noise in Junction Diedes and Junction Transistors», Proc. IRE, vol. 43 (Nov. 1955), pp. 1639—1646.
4. **Nielsen E. G.** «Behavior of Noise Figure in Junction Transistors», Proc. IRE, vol. 45 (July 1957), pp. 957—963.
5. **Ko H. C.** «Temperature Concepts in Modern Radio», The Microwave J. (June 1961), pp. 60—65.
6. **Haus H. A.,** et al. «IRE Standards on Methods of Measuring Noise in Linear Twoports, 1959», Proc. IRE, vol. 48 (Jan. 1960), pp. 60—68.
7. **Carlson A. Bruce.** Communication Systems (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1968), pp. 200—208.
8. **Black H. S.** Modulation Theory (Princeton, N. J.: D. Van Nostrand Company, Inc., 1953), pp. 137—138.
9. **Bennett W. R.** Electrical Noise (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1960), pp. 242—250.
10. **Panter P. F.** Modulation, Noise, and Spectral Analysis (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1965), Chapter 21.

6. ГЛАВА

Загрузка многоканальных систем

Рассмотрим характеристики телефонных речевых сигналов первичной, вторичной и третичной групп каналов, а также других совокупностей телефонных каналов и связь этих характеристик с допустимой загрузкой многоканальных систем передачи. Эта связь существенна, поскольку мгновенное значение загрузки системы изменяется за счет изменения амплитуд сигналов в канале и числа активных каналов в системе. Амплитуда речевого сигнала в телефонном канале зависит от: частоты тонального сигнала, от слоговой частоты, от громкости голоса говорящего, от затухания абонентской и соединительной линий.

В идеальном случае проектировщик системы должен иметь в своем распоряжении все эксплуатационные данные по этим вопросам, представленные в наиболее удобной для него форме. В действительности же, сбор данных по загрузке речевыми сигналами и по поведению абонентов — это длительный и дорогостоящий процесс; поэтому приходится пользоваться теми данными, которые имеются. Это связано с экстраполяцией, с переходом от одного типа измерений к другому и т. п.

6.1. ХАРАКТЕРИСТИКА ГРОМКОСТИ (ВОЛЮМА) РЕЧИ

При любом анализе допустимой загрузки системы нас в первую очередь интересует величина сигналов, подаваемых в систему. Или более конкретно, при рассмотрении перегрузки системы, предназначенной для организации N каналов, нас интересует зависимость напряжения от времени в какой-то выбранной точке системы в час наибольшей нагрузки. Наиболее удобной для этого является точка нулевого уровня передачи, с которым обычно соотносятся измерения волюма на тональных частотах. На основе данных об амплитуде сигналов в этой точке можно рассчитать требуемые допустимую нагрузку и максимальную девиацию частоты, а также необходимый диапазон напряжений для устройств квантования и т. п.

В концерне Белл Систем для внутреннего пользования установлена средняя расчетная норма загрузки, равная — 16 дБм0 на телефонный канал. В этой главе описывается процесс получения этой средней величины в предположении, что ей соответствуют характеристики будущих телефонных аппаратов и различного станционного оборудования.

С точки зрения перегрузки помимо этой величины необходимо знать максимальную мощность. По сути дела, слоговой характер речи приводит к мощностям значительно большим, чем — 16дБм0, при условии, что длительность таких интервалов максимальной мощности не слишком велика. Здесь также исследуется характер таких пиков мощности. Наконец, с точки зрения помех важно, чтобы средняя мощность спектра любого канала соответствовала средней мощности спектра телефонного речевого сигнала. Тем самым ограничивается величина мощности на одной частоте. В итоге, расчетные нормы основываются на загрузке телефонного канала, имеющей следующие характеристики:

1. Длительная средняя мощность — 16 дБм0 на канал.

2. Пик-фактор сравним с пик-фактором телефонного речевого сигнала.

3. Спектр частот сравним со спектром частот телефонного речевого сигнала.

Поскольку эти характеристики загрузки тесно связаны с телефонными речевыми сигналами, далее они рассматриваются более подробно.

ИСТОЧНИКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ С ПОСТОЯННЫМ ВОЛЮМОМ

Обязательно рекомендуется сначала рассмотреть источники речевых сигналов [1] с постоянным волюмом, хотя это обычно и не соответствует действительности. Источником речевых сигналов с постоянным волюмом считается источник, выдающий речевой сигнал, флуктуирующий по амплитуде со слоговой частотой, но обеспечивающий постоянный во времени отсчет на волюметре. Для иллюстрации этого процесса следует рассмотреть характеристики отдельного телефонного канала.

Одиночный источник речевого сигнала. Сначала предположим, что по отдельному каналу непрерывно передается речь. Если к линии (в точке относительного нулевого уровня) подключить волюметр, он покажет для данного источника одно значение волюма V_{0c}. Если к этой линии подключить инерционный (хорошо демпфированный) измеритель мощности, он покажет мощность, подаваемую на нагрузку. Эмпирически было найдено, что для обычного источника с волюмом V_{0c} средняя мощность,

[1] Источником речевого сигнала может являться телефонный абонент, оператор артикуляционной бригады или речь, записанная на магнитной пленке или на грамофонной пластинке. (Прим. ред.).

измеренная в Дбм, на 1,4 дБ меньше, чем волюм, измеренный в vu или

$$P_{0c} \approx V_{0c} - 1{,}4 \text{ [дБм]}. \qquad (6.1)$$

Следовательно, по определению мощность источника с нулевым волюмом составляет —1,4 дБм. Величину P_{0c} часто называют длительной средней мощностью источника речевого сигнала. Длительный в этом случае означает 10-секундный или более длительный отрезок непрерывной речи, а процесс усреднения происходит в течение интервала времени, занимаемого естественными паузами, между словами и между слогами, но не длинными паузами, обычно связанными с обдумыванием или ожиданием ответа.

Максимальную мгновенную мощность такого источника с волюмом V_{0c} можно также измерить пиковым вольтметром. Было отмечено, что для типичного источника речевого сигнала максимальная мгновенная мощность приблизительно на 18,6 дБ выше средней мощности, заданной уравнением (6.1). Иначе говоря, пик-фактор показывает, что для пропускания сигнала система передачи должна работать с относительно низкой средней мощностью для того, чтобы избежать перегрузок и искажений при появлении пиков.

Форма речевого сигнала часто характеризуется тональной несущей, модулированной низкочастотной огибающей. Поскольку в течение некоторого времени речевой сигнал близок к нулю, он также представляется рядом всплесков речи, разделенных промежутками. Часть времени, занятая всплесками, называется активным временем τ. Более точно активность определяется как доля времени, в течение которого выпрямленная огибающая речи превышает некий порог. Экспериментально было найдено, что зависимость активности от порогового уровня относительно слаба, если этот уровень находится приблизительно на 20 дБ ниже средней мощности. При таком условии активность τ_c источника непрерывного речевого сигнала составляет 65—75%. Поскольку это соответствует источнику речевого сигнала, средняя мощность которого равна V_{0c} — 1,4 дБм, мощность только всплесков речи в децибелах по мощности равна приблизительно V_{0c}[vu]. Таким образом, еще одним возможным способом преобразования волюмов, выраженных в единицах волюма, в среднюю мощность, выраженную в дБм, является использование коэффициента активности источника τ_c по всему времени, где τ_c исключает все промежутки и паузы:

$$P_{0c} = V_{0c} + 10\log \tau_c. \qquad (6.2)$$

При $\tau_c = 0{,}725$ это уравнение дает тот же результат, что и ур-ние (6.1).

Несколько источников речевых сигналов. Теперь рассмотрим случай, когда в систему подается второй речевой сигнал также с величиной V_{0c}[vu]. До сих пор не делалось никаких ограничений относительно частот сигнала, т. е. считалось, что

средняя и пиковая мощности отдельных источников речевого сигнала можно измерить после преобразования частот, не изменяя соотношения мощностей. Добавление сигнала от второго источника целесообразно только в том случае, если он может быть преобразован в другой участок спектра. В таком случае средняя мощность двух источников (в предположении отсутствия корреляции между ними) определяется суммой их средних мощностей. Если оба источника имеют одинаковую среднюю мощность, то общая средняя мощность на 3 дБ выше. В общем случае, N сигналов от источников будут иметь общую среднюю мощность

$$P_{av} = V_{0c} - 1{,}4 + 10\log N, \tag{6.3}$$

где V_{0c}[vu] — напряжение каждого источника.

Отметим, что P_{av} является мощностью в диапазоне частот, занимаемом всеми источниками речевых сигналов. Каждый источник может занимать различную часть спектра частот.

Пиковое мгновенное напряжение от одного источника может совпасть во времени с пиковым мгновенным напряжением от второго источника. Эти два напряжения, складываясь, увеличивают мгновенную суммарную пиковую мощность на 6 дБ. Вероятность того, что огибающая речевого сигнала достигнет своего максимального значения в любой заданный момент времени, очень мала, а вероятность одновременного достижения максимального значения несколькими некоррелированными речевыми сигналами еще меньше. Пик-фактор, принимаемый во внимание при расчете, зависит от риска или вероятности того, что пиковое значение будет превышено. Эта проблема аналогична проблеме определения пик-фактора для случайного шума.

Измерения, проведенные Холбруком и Диксоном в 1938 г., показали, что пики речевых сигналов могут превышать порог перегрузки лампового усилителя в течение 0,1 % времени, не ухудшая характеристик системы [1]. Однако стало уже традицией выбирать в качестве порога перегрузки уровень, превышаемый в течение 0,001 % времени, что позволяет учесть возможный разброс характеристик усилителей. Холбрук и Диксон в ходе эксперимента обнаружили, что при использовании такого критерия пик-фактор для двух источников с одинаковым уровнем приблизительно тот же, что для отдельного источника. С ростом числа источников пик-фактор имеет тенденцию к снижению, приближаясь к характеристике случайного шума при $N > 64$ (рис. 6.1) и соответствует пиковым значениям, превышаемым в течение 0,001 % времени. По традиции этот пик-фактор обозначается Δ_{c2}. Принято считать систему перегруженной, если порог перегрузки системы превышается пиками комплексного сигнала в течение более чем 0,001 % времени. (Но она *не считается* перегруженной в течение 0,001 % времени).

До сих пор предполагалось, что канал занят источником непрерывного речевого сигнала. Однако это не типично для телефонного разговора, где в среднем каждый из говорящих тратит

приблизительно одинаковое время на разговор и слушание. Этот эффект разговора-слушания снижает активность телефонной речи вдвое, т. е. коэффициент $\tau_s \approx 0{,}5$. Таким образом, в каждом направлении занятого телефонного канала можно предположить мощность речевого сигнала равной половине мощности источника непрерывного речевого сигнала.

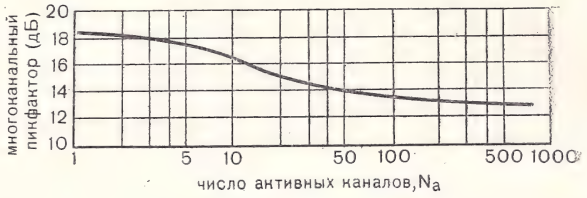


Рис. 6.1. Пик-фактор для телефонных каналов, превышаемый в течение 0,001% времени

Так как все каналы телефонной системы не могут быть заняты в часы наибольшей нагрузки (ЧНН), то величина средней мощности, приходящейся на канал, снижается, что учитывается *коэффициентом эффективности использования пучка* τ_e. Например, N-канальная система не может иметь более чем N занятых каналов, поскольку каждый новый абонент получит сигнал занято. Чтобы занять N каналов в такой системе, необходимо, чтобы новый вызов поступил одновременно с окончанием проводимого разговора. Однако поскольку начало и конец разговора являются независимыми случайными переменными, то невозможно обеспечить среднее число N занятых каналов в такой системе. Действительно, чтобы избежать чрезмерного числа отказов в соединении, необходимо иметь емкость пучка, превышающую среднюю нагрузку в ЧНН. Кроме того, каждый новый вызов имеет период низкой активности в начале, когда происходит установление соединения. Эти эффекты характеризуются коэффициентом эффективности использования пучка τ_e, который для национальных каналов обычно берется равным 0,70. Для трансконтинентальных связей, где каналы более дороги и телефонистки могут поставить вызовы на ожидание, коэффициент использования пучка более высок (порядка 0,85—0,90). Имеются и другие, менее важные факторы, которые можно принимать во внимание. Например, при обычном телефонном разговоре имеют место периоды, когда ни один из абонентов не говорит, ожидая ответа или обдумывая, что сказать. Такие двойные паузы снижают среднюю мощность. С другой стороны всегда имеет место одновременный разговор, который снижает эффект двойной паузы. Этими противодействующими эффектами зачастую пренебрегают, поскольку отсутствуют точные данные о них. Эти эффекты можно учесть *коэффициентом активности телефонной загрузки* τ_L, определяемым как соотношение между средней мощностью реального источника речевого сигнала и средней мощностью источника непрерывного речевого сигнала. Если

учитывать только τ_s и τ_e, активность телефонной загрузки для национальных связей составит

$$\tau_L = \tau_s \tau_e = 0{,}5 \times 0{,}7 = 0{,}35. \tag{6.4}$$

Принимая во внимание другие факторы, влияющие на активность, можно задаться более низкой величиной $\tau_L = 0{,}25$, которая в течение долгого времени применялась при расчете систем связи и была принята МККТТ [2]. Отметим, что τ_L заметно отличается от коэффициента активности речи τ, определяемого как $\tau_c \tau_s \tau_e$, так как предполагалось, что источник речевого сигнала активен на 100%, т. е. $\tau_c = 1$. Однако в прошлом не всегда проводилось различие между активностью речи и активностью телефонной загрузки.

Средняя мощность источника с волюмом V_{0c} в телефонной системе и активностью телефонной загрузки τ_L можно определить, преобразуя ур-ние (6.1):

$$P_{0c} = V_{0c} - 1{,}4 + 10 \log \tau_L \ \text{[дБм]}. \tag{6.5}$$

Теперь рассмотрим систему из N источников речевых сигналов с волюмом V_{0c} и активностью загрузки τ_L. Кратковременная средняя мощность такой группы источников пропорциональна числу действительно говорящих абонентов. Если средняя величина определяется не за длительный период времени, мощность будет флуктуировать, так как число активных каналов в любой данный момент времени может быть любым, от нуля до N. Вероятность того, что число говорящих равно n, имеет биноминальное распределение и определяется из

$$P(n) = \frac{N!}{n!\,(N-n)!} \tau_L^n (1 - \tau_L)^{N-n}. \tag{6.6}$$

Уже стало стандартом рассчитывать системы в предположении, что число активных источников речевых сигналов N_a является постоянным и равно числу источников, превышающему в течение 1% времени ЧНН при занятии всех N каналов. Для данного N и τ_L N_a можно определить следующим образом:

$$P(n \geqslant N_a) = 0{,}01 = \sum_{n=N_a}^{N} \frac{N!}{n!\,(N-n)!} \tau_L^n (1 - \tau_L)^{N-n}. \tag{6.7}$$

Если N велико, а τ_L не слишком мало ($N\tau_L \geqslant 5$), биноминальное распределение становится почти нормальным при $\mu = N\tau_L$ и $\sigma^2 = N\tau_L(1-\tau_L)$. Число источников речевых сигналов, превышаемое в течение 1% времени ЧНН, равно

$$N_a = N\tau_L + 2{,}33 \sqrt{N\tau_L(1-\tau_L)}. \tag{6.8}$$

Зависимость N_a от различных значений N и τ_L показана в табл. 6.1.

ТАБЛИЦА 6.1

Число активных каналов и Δ_{c1}

N	$\tau_L = 0{,}25$			$\tau_L = 0{,}35$		
	N_a	N_{τ_L}	Δ_{c1}, дБ	N_a	N_{τ_L}	Δ_{c1}, дБ
6	4,67	1,5	4,9	5,35	2,1	4,1
12	7,24	3,0	3,8	8,68	4,2	3,1
24	11,73	6,0	2,9	14,50	8,4	2,4
36	15,67	9,0	2,4	19,77	12,6	2,0
48	19,36	12,0	2,1	24,72	16,8	1,7
96	33,65	24,0	1,5	44,06	33,6	1,2
300	90,78	75,0	0,8	122,20	105,0	0,7
600	171,80	150,0	0,6	232,30	210,0	0,4
2000	528,40	500,0	0,2	729,40	700,0	0,2

Средняя загрузка от источников речевых сигналов в ЧНН — это загрузка N_a активных каналов, или, преобразовывая ур-ние (6.3),

$$P_{av} = V_{0c} - 1{,}4 + 10\log N_a \text{ [дБм]}. \tag{6.9}$$

Из табл. 6.1 можно видеть, что N_a приближается к величине $N\tau_L$ для больших N. Определяя Δ_{c1}

$$\Delta_{c1} \triangleq 10\log(N_a/N\tau_L), \tag{6.10}$$

можно записать ур-ние (6.9) в следующем виде:

$$P_{av} = V_{0c} - 1{,}4 + 10\log\tau_L + 10\log N + \Delta_{c1}. \tag{6.11}$$

Общую среднюю мощность удобно выражать в виде произведения средней мощности на канал на общее число каналов, с поправкой на коэффициент Δ_{c1}, учитывающий флуктуацию загрузки из-за активности источника речевых сигналов. В больших системах Δ_{c1} приближается к 0 дБ. Короче говоря, Δ_{c1} — это поправка для систем с небольшим числом каналов, для которых не применима центральная предельная теорема.

Другой, почти эквивалентный подход заключается в получении Δ_{c1} в виде коэффициента активности речи $\tau = \tau_c\tau_s\tau_e$. В таком случае ур-ние (6.11) можно представить в виде

$$P_{av} = V_{0c} + 10\log\tau + 10\log N + \Delta_{c1}. \tag{6.12}$$

Добавляя коэффициент τ_c, компенсируем пренебрежение коэф-

фициентом преобразования единиц измерения волюма в децибелы, равным 1,4. Сравнивая Δ_{c1} для $\tau_L=0{,}25$ и $\tau_L=0{,}35$, из табл. 6.1 видим, что ур-ние (6.12) практически идентично ур-нию (6.11).

ИСТОЧНИКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ ВОЛЮМОМ

До сих пор предполагалось, что все источники речевых сигналов в системе имеют постоянный волюм V_{0c}. Это не соответствует действительности, если только в каналах не включены устройства усиления, управляемые голосом. Распределение волюмов источников, определяемое в точке нулевого уровня передачи телефонного канала, представляет собой функцию многих параметров. Наиболее важными из них являются: пол абонента, манера говорить, тип телефонного аппарата, затухание соединительных и абонентской линий, географическая зона, расстояние до принимающего абонента.

Последние наблюдения показали, что мужчины говорят громче, чем женщины, а деловые разговоры громче, чем личные. Люди в больших городах говорят громче, чем в небольших населенных пунктах, и громче говорят при междугородной связи, чем при местном разговоре. Стало известно, что волюм возрастает на 1 дБ на каждые 1600 км расстояния, несмотря на то, что большая часть таких соединений имеет низкое затухание и нормальное качество. Было замечено, что зафиксированные изменения волюма обусловлены в большей степени абонентами, чем аппаратурой телефонной связи [3].

Волюмы в городах с большим населением, измеренные в vu, имеют, очевидно, нормальное распределение из-за совокупных эффектов, перечисленных выше. Далее рассмотрение проводится в предположении, что волюмы источников имеют нормальное распределение со средней величиной V_0[vu] и среднее квадратическое отклонение σ[дБ]. Мощность, соответствующая источнику непрерывного речевого сигнала со средним значением V_0[vu], просто определяется из

$$P_0 = V_0 - 1{,}4 \text{ [дБм]}. \tag{6.13}$$

Больший интерес представляет средняя мощность источника речевого сигнала P_{0p}, которую нельзя определить из ур-ния (6.13), если не считать все волюмы постоянными, как в приведенном анализе. Это соответствует истине, поскольку источники с громкостью более средней больше увеличивают общую загрузку, чем источники с громкостью менее средней снижают загрузку.

Рассмотрим, например, волюм источников с нормальным распределением со средним значением $V_0=1{,}4$ vu и $\sigma=3$ дБ. (Хотя эти величины не типичны, они облегчают понимание примера.) После преобразования волюма в децибелы по мощности источника еще имеет нормальное распределение со средним значением 0 дБм и средним квадратическим отклонением 3 дБ (рис. 6.2*а*). Если преобразовать децибелы по мощности в милливатты, то функ-

ция плотности, представленная на рис. 6.2*б*, будет иметь по абсциссе милливатты. Эта новая функция называется логарифмически-нормальной функцией плотности. Отметим, что эта кривая смещена влево и ее среднее значение (определяемое ожидаемой величиной) больше, чем 1 мВт. Следовательно, расхождение меж-

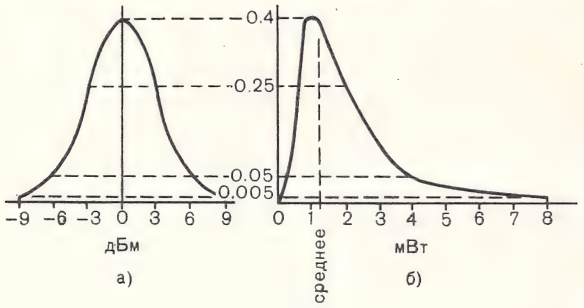


Рис. 6.2. Логарифмически-нормальная функция плотности нормального распределения, дБм

ду мощностью, соответствующей источнику со средним волюмом, и средней мощностью источника будет увеличиваться с увеличением σ; чем шире нормальная функция плотности в дБм, тем больше смещается логарифмически-нормальная функция плотности. Можно показать, что необходимая поправка равна $0{,}115\,\sigma^2$ [дБ] [4].

В этом случае средняя мощность источника речевого сигнала оказывается на $0{,}115\,\sigma^2$ [дБ] выше мощности, соответствующей источнику со средним волюмом. Таким образом, средняя мощность источников речевого сигнала, длящегося в течение всего времени, при нормальном распределении, среднем значении V_0[vu] и среднем квадратическом отклонении σ [дБ] равна

$$P_{0p} = V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 \text{ [дБм0]}. \tag{6.14}$$

Для N источников речевых сигналов с активностью загрузки τ_L ур-ние (6.11) следует преобразовать для получения средней мощности:

$$P_{av} = V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 + 10\log\tau_L + 10\log N + \Delta_{c1}. \tag{6.15}$$

Коэффициент Δ_{c1} для источников с постоянным волюмом в этом случае необходимо уточнить, учитывая изменения волюма источников. Однако он не будет значительно отличаться от ранее выведенного. Можно показать, что при неконтролируемых волюмах источников

$$\Delta_{c1} = 2{,}33\sigma_N - 0{,}115\sigma_N^2 \text{ [дБ]}, \tag{6.16}$$

где σ_N [дБ] — среднее квадратическое отклонение для приблизительно нормального распределения общей мощности в дБм:

$$\sigma_N^2 = 43{,}43\,[\log(\tau_L N + b^2 - \tau_L - \log\tau_L N], \tag{6.17}$$

причем

$$10\log b = 0{,}115\sigma^2. \tag{6.18}$$

Для неконтролируемых волюмов мгновенный пик-фактор предполагается тем же самым, что и для контролируемых волюмов, и представлен на рис. 6.1 в виде Δ_{c2}. При использовании рис. 6.1 для всех систем, за исключением систем с минимальным числом каналов, справедливо предположить, что $N_a = \tau_L N$ [1].

6.2. ДОПУСТИМАЯ ЗАГРУЗКА

Допустимая загрузка многоканальной системы связи определяется числом телефонных каналов, которые можно организовать в системе без возникновения чрезмерных искажений и шумов, и зависит от волюма источников речевых сигналов, распределения волюмов источников и активности каждого источника. Допустимая загрузка системы определяется максимальным сигналом, который можно ввести в систему, не создавая перегрузки. Эта перегрузка может быть результатом появления амплитуды сигнала, превышающей динамический диапазон усилителя или промежуточного усилителя, или результатом отклонения частоты за пределы полосы системы с угловой модуляцией, или появления напряжений, превышающих рабочий диапазон цифрового устройства квантования.

ПЕРЕГРУЗКА

Перегрузку можно определить многими способами в зависимости от метода наблюдения сигнала с возрастающей амплитудой, поданного в систему. Все общераспространенные критерии в основном определяют уровень, при котором квазилинейная характеристика систем перестает быть достаточно линейной.

Хотя для специальных систем можно использовать другие определения перегрузки, часто пользуются общим определением **МККТТ [2].**

Порог перегрузки или уровень перегрузки телефонной системы передачи — это та мощность в дБм0 подаваемого синусоидального сигнала, при которой средний уровень мощности третьей гармоники возрастает на 20 дБ при увеличении сигнала на входе **на 1 дБ.**

Это определение не применимо, если третья гармоника находится за пределами передаваемой полосы частот системы. В этом случае используют другое определение:

Порог перегрузки или уровень перегрузки телефонной системы передачи — это тот уровень, который на 6 дБ выше средней мощности в дБм0 каждого из двух подаваемых синусоидальных сигналов одинаковой амплитуды и частотой α и β, причем эти уровни на входе установлены таким образом, что при увеличении каждого из них на 1 дБ уровень выходного сигнала комбинационной частоты $2\alpha - \beta$ возрастает на 20 дБ.

Для одночастотного синусоидального сигнала, вызывающего перегрузку, средняя мощность P_s [дБм] в точке нулевого уровня передачи определяет суммарную максимальную многоканальную

загрузку, включающую в себя контрольные частоты, несущие частоты и речевые сигналы. Пиковая мгновенная мощность такого синусоидального сигнала составляет P_s+3.

Следует отметить, что большинство систем перегружаются не средней мощностью, а превышением мгновенными пиковыми значениями некоторого порогового значения. Вследствие этого многоканальная загрузка $P_{av}=P_s$ будет серьезно перегружать систему передачи, поскольку пик-фактор для многоканальной загрузки может более чем на 10 дБ превышать пик-фактор 3 дБ для синусоидального сигнала. Таким образом, загрузка определяется мощностью многоканального сигнала, равной пиковой мощности синусоидального сигнала (P_s+3), превышаемой в течение 0,001% времени.

КОЭФФИЦИЕНТ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ЗАГРУЗКИ

Уравнение (6.15) определяет среднюю загрузку многоканальной системы, которая превышается только в течение 1% времени в ЧНН. Максимальная пиковая загрузка равна

$$P_{av\,max} = P_{av} + \Delta_{c2}\ \text{[дБм0]}, \qquad (6.19)$$

где Δ_{c2} — пик-фактор для $N_a \approx N\tau_L$ каналов. Эту пиковую загрузку можно приравнять пиковой мощности синусоидального сигнала P_s+3, что даст

$$P_s = V_0 + 0{,}115^2 - 1{,}4 + 10\lg\tau_L + 10\log N + \Delta_{c1} + \Delta_{c2} - 3\ \text{[дБм0]}. \qquad (6.20)$$

Объединим для удобства три последних члена ур-ния (6.20) и представим в виде функции N, которую часто называют *коэффициентом многоканальной загрузки* и обозначают Δ_c (рис. 6.3).

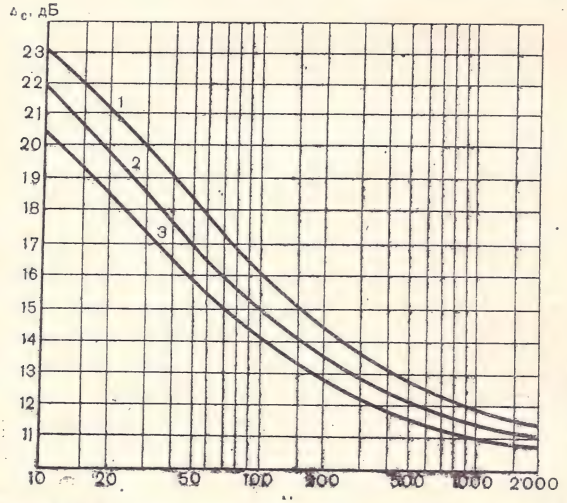


Рис. 6.3. Коэффициент многоканальной загрузки Δ, для $\tau_L = 0{,}25$ и $\sigma = 6$ дБ (*1*); 5 дБ (*2*); 4 дБ (*3*)

Для τ_L или σ, отличающихся от использованных при построении графиков на рис. 6.3, удобно применить приближенную эмпирическую формулу

$$\Delta_c \approx 10{,}5 + \frac{40\sigma}{N\tau_L + 5\sqrt{2\sigma}} \text{ [дБ]}, \tag{6.21}$$

которая дает совпадение с теоретически рассчитанными результатами с точностью до долей децибела при вариациях параметров. В общем случае P_s можно просто выразить через Δ_c:

$$P_s = V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 + 10\log\tau_L + 10\log N + \Delta_c \text{[дБм0]}. \tag{6.22}$$

ИМИТАЦИЯ ЗАГРУЗКИ

При расчете телефонных систем передачи зачастую требуется имитировать многоканальную загрузку в полосе частот, занимаемой группой каналов. Для небольшого числа каналов загрузку можно имитировать записью телефонных разговоров, но при наличии нескольких сотен каналов загрузку нужно имитировать иначе. Решение этого вопроса облегчается тем, что характеристики большого числа источников речевых сигналов приближаются к характеристикам гауссова шума. Это показано на рис. 6.1, где пик-фактор для большого числа каналов, превышаемый в течение 0,001% времени, приближается к 13 дБ, соответствующей величине пик-фактора для гауссова шума. Вследствие этого спектр многоканального сигнала, простирающийся от f_B до f_T, можно характеризовать плоским гауссовым шумом с ограниченной полосой, расположенной в полосе частот многоканального сигнала, с той же средней мощностью, что и многоканальная загрузка. Следовательно, средняя мощность эквивалентного источника шума должна определяться ур-нием (6.15):

$$P_{av} = V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 + 10\log\tau_L + 10\log N \text{ [дБм 0]},$$

где величиной Δ_{c1} пренебрегаем, поскольку рассматриваем случай сотен каналов. Когда используется расчетная норма средней загрузки, принятая в концерне Белл Систем, это уравнение приобретает следующий вид:

$$P_{av} = -16 + 10\log N \text{ [дБм 0]}. \tag{6.23}$$

Источник гауссова шума со средней мощностью является хорошей имитацией, если N (число каналов) более нескольких сотен. Однако при меньшей величине N напряжение частотно разделенного многоканального сигнала не имеет гауссовского распределения, поскольку среднее число активных каналов менее 64 и средняя загрузка на канал увеличивается с коэффициентом Δ_{c1}. Стало быть, шум не отображает пиковых характеристик сигнала. В этих случаях следует выбрать вид имитации загрузки. Увеличение средней мощности источника шума на Δ_{c1} обеспечило бы лучшую имитацию средней характеристики, но все же не было бы

адекватным для пиковых характеристик. В настоящее время нет твердых и приводящих к быстрому решению правил относительно того, как имитировать многоканальные частотно разделенные сигналы с помощью равномерного гауссова шума, когда число каналов менее нескольких сот. Рекомендация МККТТ G. 223 для этих случаев, по-видимому, представляет собой компромиссное решение между использованием средней мощности частотно разделенных сигналов и использованием мощности, которая искусственно повышается в Δ_c раз для того, чтобы отразить более высокий коэффициент многоканальной загрузки, представленный на рис. 6.3 [2].

Следует отметить, что эта имитация делается в предположении, что спектр многоканальной загрузки однороден в полосе частот. Конечно, стандартные телефонные каналы имеют энергию, сосредоточенную в полосе 3 кГц, но они располагаются через интервал 4 кГц. В результате появляется спектр, который можно отображать однородной шумовой загрузкой только приблизительно. Для описания распределения амплитуд загрузки такого приближения достаточно при большинстве расчетов.

6.3. ТИПОВЫЕ РАСЧЕТНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Несмотря на тщательное изучение методов описания загрузки системы, можно использовать значительное число решений. Это отчасти объясняется тем, что следует учитывать большое число параметров, а отчасти тем, что при установлении этих параметров возникает неопределенность. С течением времени некоторые из этих параметров были определены в Белл Систем с помощью методов, которые принесли успех при расчете различных систем. Рассмотрение некоторых, наиболее важных из них, представляет интерес.

ВОЛЮМЫ И АКТИВНОСТЬ ИСТОЧНИКОВ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

В конце 30-х годов был исследован вопрос [5] о наилучшем волюме с точки зрения использования его в качестве среднего уровня источника V_0 и активности загрузки τ_L. Последние исследования показывают, что распределение всех волюмов источников на междугородных цепях автоматизированной сети имеет среднюю величину около —18vu0 и среднее квадратическое отклонение 6,5 дБ [3]. Волюмы источников речевых сигналов на частных сетях имеют тенденцию быть несколько больше по величине. В автоматизированной междугородной сети, по-видимому, имеет место увеличение среднего значения приблизительно на 1 дБ на 1000 миль протяженности, а среднее квадратическое отклонение может снижаться приблизительно до 5 дБ. Для национальной трансконтинентальной системы средний волюм источника речевого сигнала и среднее квадратическое отклонение будут определяться в какой-то мере средней протяженностью канала, принадлежащего частной сети. При V_0=—16vu0 и σ=6 дБ средняя мощ-

ность на канал (иногда называемая действующей загрузкой канала) равна при $\tau_L = 0{,}35$

$$P_{0p} = V_0 - 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 + 10\log\tau_L = -18 \text{ [дБм0]}. \quad (6.24)$$

С другой стороны, сигналы передачи данных, из-за своей высокой активности, имеют несколько более высокую среднюю мощность. Номинальный уровень сигнала передачи данных в коммутируемой сети составляет — 13 дБм0. При работе в режиме полного дуплекса (одновременная передача в обоих направлениях) можно задаться коэффициентом активности загрузки 0,70, что дает среднюю загрузку на канал — 14,5 дБм0; для полудуплекса средняя загрузка на канал составляет — 17,5 дБм0.

В Белл Систем для передачи совместно как речевых сигналов, так и сигналов передачи данных в качестве загрузки на канал была принята расчетная норма за длительное время, равная — 16 дБм0. Эта величина учитывает приемлемое количество систем передачи данных, работающих в дуплексном и полудуплексном режиме, и имеет некоторый запас для контрольных сигналов и для будущего роста эффективности телефонных аппаратов, в частности тех, которые подключаются к длинным абонентским линиям.

Межконтинентальные каналы обычно имеют более высокую загрузку от источников речевых сигналов, чем национальные каналы. Это объясняется большими перекрываемыми расстояниями, более высокой долей деловых разговоров и, как правило, более высоким коэффициентом использования пучка. Кроме того, во многих странах уровни, поступающие от источников речевых сигналов, значительно выше из-за разницы в затухании линейных сооружений и из-за манеры говорить. Для источников речевых сигналов на трансконтинентальных связях предполагается средний волюм — 12,5vu с $\sigma = 5$ дБ. Задаваясь коэффициентом использования пучка 90% (при $\tau_L = 0{,}45$), получаем среднюю мощность загрузки — 14,5 дБм0 на канал.

Условная величина средней мощности на канал, принятая МККТТ, составляет — 15 дБм0. В МККТТ также принята величина 5,8 дБ для σ и 0,25 для коэффициента активности на основе результатов, полученных Хольбруком и Диксоном. В этих условиях величина — 15 дБм0 на канал дает средний уровень источника речевого сигнала — 11,5 vu, который на 1 дБ громче, чем принималось для трансконтинентальных каналов. Однако из-за большей активности и наличия сигналов передачи данных международная величина — 15 дБм0 может оказаться неадекватной для многих случаев применения, и расчет некоторых систем проводился на основе более высокой загрузки.

ВЛИЯНИЕ СИГНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ И ТОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Поскольку по современным каналам связи вместо речевых сигналов могут передаваться сигналы передачи данных и тональные контрольные сигналы, очень важно иметь возможность учесть

эти сигналы при расчетах допустимой загрузки. Как упоминалось ранее, передачу данных в полосе тональных частот можно рассматривать как передачу синусоидального сигнала или комбинации синусоидальных сигналов, имеющих в период активности номинальную мощность — 13 дБм0. Подобным же образом, на национальных междугородных цепях обычно используется одночастотный контроль, состоящий в том, что по незанятым каналам передается тональный сигнал с частотой 2600 Гц и уровнем —20 дБм0.

Наиболее распространенным методом учета таких сигналов является суммирование их мощности с мощностью загрузки от источников речевых сигналов и использование такого же коэффициента многоканальной загрузки, как при передаче по всем каналам речевых сигналов. Этот метод получил широкое распространение для систем с большим числом каналов.

Другой использовавшийся метод состоял в подразделении системы на две части. Все каналы для передачи речевых сигналов образуют одну часть, для которой P_s определено. Все каналы для передачи синусоидальных сигналов образуют вторую часть, для которой P_s определено с учетом пик-фактора, аналитически выводимого для ряда синусоидальных сигналов в подсистеме. Величина P_s для системы в целом является просто суммой мощности величин P_s для обеих подсистем.

Известно, что ни один из этих подходов не является точным, и, как следствие этого, для надежности защиты от перегрузки зачастую задаются величинами V_0 и τ_L, выбранными с запасом. Например, имеются сведения о том, что импульсы, появляющиеся из-за жесткого ограничения уровня в широкополосной системе, вызывают появление высокого коэффициента ошибок в сигналах передачи данных задолго до того, как эти импульсы начинают оказывать мешающее действие в разговоре. Более точное описание загрузки в таких системах явится результатом дальнейшего исследования влияния перегрузки современного оборудования связи.

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕКОСА УРОВНЕЙ

До сих пор предполагалось, что средняя мощность сигнала для всех каналов одинакова. Во многих системах характеристики шума можно улучшить, если ввести перекос уровня многоканального сигнала. В этом случае сигналы в точке перегрузки не будут иметь идентичных распределений волюмов.

Для определения средней мощности такой загрузки с перекосом следует преобразовать ур-ние (6.15) с помощью коэффициента перекоса тем же образом, что и в случае взвешивания шума, рассмотренного в гл. 4. Обозначив через $C(f)$ величину усиления при перекосе в децибелах, добавленную к уровню плоского сигнала, получаем новое значение средней мощности P'_{av}, выраженное через среднюю мощность при плоских уровнях следующим образом:

$$P'_{av} = P_{av} + 10\log \int_{f_B}^{f_T} 10^{C(f)/10}\, df,$$

где f_B и f_T — соответственно нижняя и верхняя частоты спектра многоканального сигнала.

Перекос уровней источников речевых сигналов влияет на пик-фактор, а вместе с ним и на Δ_c более сложным образом. Эта проблема была исследована с помощью ЭВМ для случая источников речевых сигналов с нормальным распределением при различных формах перекоса в спектре многоканального сигнала [1].

Результаты исследования показали, что при том же условии перегрузки, которое уже рассматривалось, для коэффициента Δ_c имеется хорошее приближение путем определения Δ_c для η каналов вместо N. Символ η обозначает число каналов в системе, уровень которой после введения перекоса отличается не более чем на 6 дБ от максимального.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 6

1. **Holrook B. D.** and **J. T. Dixon.** «Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifers», Bell System Tech. J., vol. 18 (Oct. 1939), pp. 624—644.
2. **The International** Telegraph and Telephone Consultative Committee (CCITT). «Line Transmission», Blue Book, III (International Telecommunication Union, 1965).
3. **McAdoo, Kathryn L.** «Speech Volumes on Bell System Message Circuits — 1960 Survey», Bell Sustem Tech. J., vol. 42 (Sept. 1963), pp. 1999—2012.
4. **Bennett W. R.** «Cross-Modulation Requirements on Multichannel Amplihers Below Overload», Bell System Tech. J., vol. 19 (Oct. 1940), pp. 587—610.
5. **Subrizi V.** «A Speech Volume Survey on Telephone Message Circuits», Bell Laboratories Record, vol. 31 (Aug. 1953), pp. 292—295.

[1] Влияние перекоса уровней передачи, иначе называемого «предыскажением уровней передачи», на характеристики многоканального сигнала рассматривается в ряде работ отечественных и зарубежных авторов, представленных в списке дополнительной литературы. (Прим. ред.).

7. ГЛАВА

Нелинейность

Нелинейность как и тепловой шум, в той или иной мере присутствует во всех электрических цепях и подразделяется на два основных вида. К первому относится ярко выраженная или намеренно созданная нелинейность, так называемая принципиальная, желательная и управляемая в некоторых специфических случаях (например, нелинейность характеристик модуляторов, компандеров, ограничителей амплитуд). Ко второму виду относится так называемая паразитная нелинейность небольшой величины, которая наблюдается в тех случаях, когда требуется линейная характеристика и с которой обычно не считаются. В общем случае, влияние такой слабой нелинейности сказывается в ограничении уровней полезных сигналов в системе и поэтому она становится важным фактором при расчете. В этой главе речь, в первую очередь, пойдет о характеристиках слабой нелинейности и о ее влиянии на системы.

Наиболее распространенными нелинейными элементами в системах передачи являются диоды, транзисторы или другие активные устройства, а также катушки индуктивности и трансформаторы, в которых используются ферромагнитные материалы. Хотя нелинейностью этих устройств трудно управлять при производстве, она до некоторой степени воспроизводима, что позволяет предсказать результат с достаточной точностью.

7.1. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ В ВИДЕ РЯДА

Рассмотрим амплитудную характеристику четырехполюсника общего вида, который может представлять собой устройство, цепь или систему. Если графически представить зависимость мгновенного значения напряжения на выходе от мгновенного значения напряжения на входе, то получится кривая, аналогичная изображенной на рис. 7.1. Для простоты предполагается, что четырехполюсник не обладает инерционностью, т. е. что напряжение на выходе представляет собой мгновенную функцию напряжения на входе.

Амплитудную характеристику, показанную на рис. 7.1, можно представить рядом Тейлора

$$e_0 = a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \ldots \qquad (7.1)$$

При ярко выраженной нелинейности можно тщательно подобрать величины отдельных коэффициентов a_n. Например, для модулятора с квадратичной характеристикой требуется большая величина a_2 при пренебрежимо малых величинах остальных коэффициентов. Для почти линейного четырехполюсника a_1 характеризует усиление по напряжению, а все члены более высокого порядка относительно невелики.

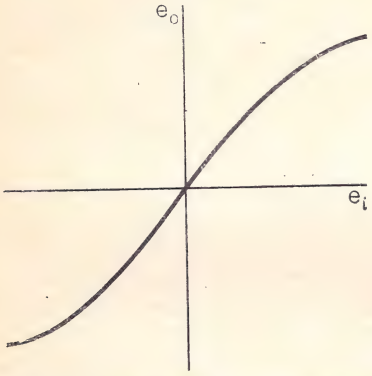


Рис. 7.1. Нелинейная характеристика четырехполюсника

Для любой физической цепи уравнение (7.1) справедливо лишь в ограниченной полосе частот. Если рассматривать амплитудную характеристику на дискретных частотах, то требование к инерционности может быть не столь жестким. Тогда уравнение (7.1) будет справедливо для данной частоты, если не принимать во внимание фазовую характеристику (или характеристику группового времени замедления). Обычно характеристику нелинейности описывают на плоском участке частотной характеристики полного сопротивления нагрузки, в результате чего, как правило, в рассматриваемой полосе частот a_n мало зависит от частоты. Для точного описания характеристики нелинейности частотнозависимых цепей, содержащих элементы инерционности, применяется не рассматриваемый здесь метод Вольтерра [1].

ПОДАЧА НА ВХОД ОДНОЙ ЧАСТОТЫ

Рассмотрим случай, когда синусоидальный сигнал одной частоты подается на четырехполюсник, амплитудная характеристика которого задана ур-нием (7.1) при $a_n = 0$ для $n > 3$. Если на входе $e_i = A \cos \omega t$, то на выходе $e_0 = a_1 A \cos \omega t + a_2 A^2 \cos^2 \omega t + a_3 A^3 \cos^3 \omega t$. Применяя тригонометрическое преобразование $\cos^2 \omega t = 0{,}5 + 0{,}5 \cos 2\omega t$, $\cos^3 \omega t = 0{,}75 \cos \omega t + 0{,}25 \cos 3\omega t$, получаем

$$e_0 = 0{,}5 a_2 A^2 + [a_1 A + 0{,}75 a_3 A^3] \cos \omega t + 0{,}5 a_2 A^2 \cos 2\omega t + 0{,}25 a_3 A^3 \cos 3\omega t. \qquad (7.2)$$

Уравнение (7.2) показывает, что при подаче синусоидального сигнала одной частоты на нелинейный четырехполюсник на его выходе появляются составляющие подаваемой частоты и паразитные составляющие нулевой частоты, второй гармоники и третьей гармоники подаваемой частоты. Такие паразитные продукты ча-

сто называются продуктами нелинейных искажений. Если на выходе такого четырехполюсника включить полосовой фильтр, пропускающий $\alpha/2\pi$ [Гц], то, наблюдая за поведением основной частоты, можно видеть, что увеличение (или снижение) ее амплитуды зависит от уровня подаваемого сигнала. Для приведенного здесь простого случая изменение амплитуды в сторону увеличения определяется коэффициентом $[1+0{,}75(a_3/a_1)A_2]$; 20 log этой величины показывают *расширение* в дБ; 20 log обратной величины показывают *сжатие* в децибелах. Такое сжатие или расширение часто используется в качестве показателя перегрузки для четырехполюсника, причем типовая величина ее составляет доли децибела.

Дальнейший анализ ур-ния (7.2) показывает, что амплитуда второй гармоники пропорциональна a_2 и квадрату амплитуды подаваемого сигнала. Следовательно, при увеличении мощности основной частоты на 1 дБ можно ожидать, что вторая гармоника увеличится на 2 дБ. Подобным же образом третья гармоника пропорциональна a_3 и кубу амплитуды основной гармоники. Увеличение мощности на входе на 1 дБ вызовет увеличение третьей гармоники на выходе на 3дБ. Эти соответствия, указывающие полезный способ описания нелинейности четырехполюсников, рассматриваются далее.

ПОДАЧА НА ВХОД ТРЕХ ЧАСТОТ

Во многих случаях, представляющих практический интерес, удобно рассматривать сигнал на входе как сумму отдельных синусоидальных сигналов:

$$e_1 = A\cos(\alpha t + \Phi_1) + B\cos(\beta t + \Phi_2) + C\cos(\gamma t + \Phi_3) + \ldots$$
$$\ldots + X\cos(\chi t + \Phi_n).$$

Частоты α, β, γ и т. д. не обязательно должны быть связаны гармоническими соотношениями. Если в ур-нии (7.1) $a_n=0$ при $n>3$, то можно показать, что образование всех нелинейных продуктов на выходе зависит только от трех различных синусоидальных сигналов на входе. Для простоты математического анализа предполагается, что синусоидальные сигналы имеют нулевой сдвиг фаз (допущение, которое не меняет амплитуды в общем случае случайной фазы) и могут быть представлены

$$e_i = A\cos\alpha t + B\cos\beta t + C\cos\gamma t. \qquad (7.3)$$

Подставляя это выражение в ур-ние (7.1) и осуществляя тригонометрические преобразования, получаем уравнение, члены которого приведены в табл. 7.1. Для почти линейного случая искомые составляющие на выходе являются продуктами первого порядка за счет 1-го члена. Все другие составляющие являются паразитными и создают нежелательный шум и помехи.

Постоянная составляющая обычно не представляет интереса, поскольку она, как правило, отфильтровывается и, следовательно, не дает нежелательных помех. Продукт первого порядка за счет

ТАБЛИЦА 7.1

Разложение в степенные ряды при подаче на вход трех синусоидальных сигналов

	Частоты и относительные амплитуды на выходе, при подаче сигнала e_i		
	Первый член	Второй член	Третий член
Пост. ток		$1/2\ a_2\ (A^2 + B^2 + C^2)$	
Первого порядка	$a_1 A \cos \alpha t + a_1 B \cos \beta t + a_1 C \cos \gamma t$		$3/4\ a_3 A(A^2 + 2B^2 + 2C^2) \cos \alpha t + 3/4\ a_3 B\ (B^2 + 2C^2 + 2A^2) \cos \beta t + 3/4\ a_3 C\ (C^2 + 2A^2 + 2B^2) \cos \gamma t$
Второго порядка		$1/2 a_2\ (A^2 \cos 2\alpha t + B^2 \cos 2\beta t + C^2 \cos 2\gamma t) + a_2 AB\ [\cos (\alpha + \beta) t + \cos (\alpha - \beta) t] + a_2 BC\ [\cos (\beta + \gamma) t + \cos (\beta - \gamma) t] + a_2 AC [\cos (\alpha + \gamma) t + \cos (\alpha - \gamma) t]$	
Третьего порядка			$1/4 a_3\ (A^3 \cos 3\alpha t + B^3 \cos 3\beta t + C^3 \cos^3 \gamma t)$ $+3/4 a_3 \left\{ \begin{array}{l} A^2 B\ [\cos (2\alpha + \beta) t + \cos (2\alpha - \beta) t] \\ A^2 C [\cos (2\alpha + \gamma) t + \cos (2\alpha - \gamma) t] \\ B^2 A [\cos (2\beta + \alpha) t + \cos (2\beta - \alpha) t] \\ B^2 C\ [\cos (2\beta + \gamma) t + \cos (2\beta - \gamma) t] \\ C^2 A\ [\cos (2\gamma + \alpha) t + \cos [(2\gamma - \alpha) t] \\ C^2 B\ [\cos (2\gamma + \beta) t + \cos (2\gamma - \beta) t] \end{array} \right\}$ $+3/2 a_3 ABC\ [\cos (\alpha + \beta + \gamma) t + \cos (\alpha + \beta - \gamma) t + \cos (\alpha - \beta + \gamma) t + \cos (\alpha - \beta - \gamma) t]$

Примечание. Заметим, что если в подаваемом сигнале $A = B$, то уровень продукта $\alpha + \beta$, имеющего частоту $\alpha + \beta$, на 6 дБ выше, чем продукта 2α. Точно так же, $\alpha - \beta$ на 6 дБ выше, чем 2α, а $2\alpha - \beta$ (и подобные члены) — на 9,6 дБ выше, чем 3α. Если $A = B = C$, то член $\alpha + \beta + \gamma$ и подобные члены (но не путать с $2\alpha - \beta$ и т. п.) на 15,6 дБ выше, чем 3α. Член сжатия, или член первого порядка, получающийся из члена e_i^3 выше, как минимум, на 9,6 дБ, чем 3α и может быть значительно выше, в зависимости от числа подаваемых сигналов; для трех частот на входе, указанных выше, он на 23,5 дБ выше. Если коэффициенты a зависят от частоты, то это влияние частоты должно быть суммировано с вышеуказанным влиянием уровня с целью определения разницы в уровне продуктов.

3-го члена указывает на сжатие или расширение (в зависимости от знака a_3). Это заметно сказывается на увеличении или уменьшении этого продукта и, поскольку обычно $a_1 \gg 0{,}75\ a_3 (A^2 + 2B^2 + 2C^2)$, в данном тексте оно рассматриваться не будет.

Имеются два типа продуктов второго порядка из-за a_2. Первый из них является просто второй гармоникой, которая соответствует той, которая имела бы место, если бы каждый сигнал подавался на вход отдельно. Другой тип продукта второго порядка состоит из суммарных и разностных частот каждой пары подаваемых частот. Амплитуда продукта типа $\alpha \pm \beta$ равна a_2AB. По сравнению с продуктом типа 2α, равным $0{,}5(a_2A^2)$, продукты типа $\alpha \pm \beta$ по уровню выше уровня продуктов 2α в $2B/A$ раз, или в децибелах относительно мощности (берутся 20 log, поскольку рассматриваются напряжения):

$$P_{\alpha \pm \beta} = P_{2\alpha} + 6 + P_\beta - P_\alpha. \qquad (7.4)$$

Таким образом, если каждая из частот на входе имеет одну и ту же амплитуду, мощность суммарных и разностных продуктов будет на 6 дБ выше мощности продуктов второго порядка.

Имеется три типа продуктов третьего порядка за счет a_3. Члены типа 3α, т. е. третья гармоника, идентичны тем, которые получаются, когда каждая из частот подается на вход по отдельности и имеет амплитуду $0{,}25(a_3A^3)$. Продукты типа $2\alpha \pm \beta$ состоят из суммы и разности одной частоты и второй гармоники другой частоты и имеют амплитуды $0{,}75(a_3A^2B)$. По сравнению с амплитудой третьей гармоники амплитуда этих продуктов больше в $3B/A$ раз. Если выразить в децибелах относительно мощности, получаем

$$P_{2\alpha \pm \beta} = P_{3\alpha} + 9{,}6 - P_\beta - P_\alpha \ \text{[дБм]}. \qquad (7.5)$$

Таким образом, если каждая из частот на входе имеет одну и ту же амплитуду, мощность продуктов типа $\alpha \pm \beta \pm \gamma$ будет на 9,6 дБ выше мощности продукта третьей гармоники. Последний из рассматриваемых типов продуктов третьего порядка — это тип $\alpha \pm \beta \pm \gamma$, представляет собой сумму и разность каждой группы из трех частот. Амплитуды продуктов типа $\alpha \pm \beta \pm \gamma$ равны $3a_3ABC/2$ и превышают амплитуду третьей гармоники в $6BC/A^2$ раз. Если выразить в децибелах относительно мощности, получаем

$$P_{\alpha \pm \beta \pm \gamma} = P_{3\alpha} + 15{,}6 + P_\beta + P_\gamma - 2P_\alpha \ \text{[дБм]}. \qquad (7.6)$$

Таким образом, если каждая из частот на входе имеет одну и ту же величину, мощность продуктов типа $\alpha \pm \beta \pm \gamma$ будет на 15,6 дБ больше мощности гармоник частотой 3α.

Короче говоря, на выходе нелинейной цепи появляются дополнительные частоты, являющиеся различными комбинациями суммарных и разностных частот входных сигналов. Следует подчеркнуть, что то же самое наблюдается и при значительной нелинейности. Подавая несущую с частотой α и низкочастотный сигнал с частотой β на любое устройство со степенной характеристикой, получаем на выходе подаваемые сигналы с частотой α и β, а также многие дополнительные продукты с различными частотами. Сигналы с выхода этого устройства можно пропустить через полосовой фильтр со средней частотой, приблизительно равной α с тем,

чтобы пропустить продукты типов $\alpha+\beta$ и $\alpha-\beta$ и получить сигнал ДБП-Н. Если же за среднюю частоту фильтра выбрать частоту 2α, то для получения сигнала ДБП-Н следует пропустить частоты 2α, $2\alpha+\beta$ и $2\alpha-\beta$. Эффективность работы таких модуляторов зависит, конечно, от величин коэффициентов степенных рядов. Для получения полезных продуктов высокой амплитуды и подавления других паразитных продуктов применяются кольцевые модуляторы.

Демодуляцию можно также осуществить с помощью схемы со степенной характеристикой. В этом случае, подавая несущую и боковые полосы на вход, получаем на выходе продукты с частотой $\alpha-\beta$, которые будут представлять собой исходный сигнал. Следует подчеркнуть, что на выходах модуляторов и демодуляторов со степенной характеристикой всегда создаются паразитные продукты, которые приходится отфильтровывать от полезного сигнала. Можно показать, что такое фильтрование может быть успешным только в том случае, если несущая частота f_c более чем вдвое выше самой высокой частоты модулирующего сигнала $f_т$, т. е. если $f_c > 2f_т$.

КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК

Можно было бы предполагать, что нелинейность характеристики четырехполюсника можно скомпенсировать, включая последовательно с ним другой четырехполюсник со взаимно обратной нелинейной переходной характеристикой. Однако такого рода компенсацию нельзя осуществить в произвольно широком динамическом диапазоне из-за возникновения перегрузки, хотя в пределах обычного динамического диапазона компенсация может оказаться необходимой. Такие методы компенсации, как правило, невозможно применить на практике из-за того, что очень трудно задавать нелинейность требуемой степени. Поэтому, за исключением особых случаев, компенсация нелинейности характеристики взаимно обратной характеристикой обычно не используется.

Даже если возможно осуществление такой компенсации, то применять ее надо осторожно. В принципе, все частоты, создаваемые в нелинейном четырехполюснике (а они могут представлять собой частоты от нулевой до очень высоких гармоник), должны поступать на компенсирующий четырехполюсник без изменения частотного спектра. Обычно во многих случаях такое ограничение довольно трудно выполнить.

7.2. ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ НА СИГНАЛЫ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Теперь рассмотрим влияние нелинейной амплитудной характеристики, описываемой ур-нием (7.1), на сигнал с угловой модуляцией, описываемой уравнением $e_i = A_c \cos[2\pi f_c t + \Phi(t)]$. Подстав-

ляя его в ур-ние (7.1) и отбрасывая члены выше третьего порядка, получаем

$$e_0 = a_1 A_c \cos[2\pi f_c t + \Phi(t)] + a_2 A_c^2 \cos^2[2\pi f_c t + \Phi(t)] +$$
$$+ a_3 A_c^3 \cos^3[2\pi f_c t + \Phi(t)]$$

или после разложения и группировки

$$e_0 = 0{,}5 a_2 A_c^2 + (a_1 A_c + 0{,}75 a_3 A_c^3)\cos[2\pi f_c t + \Phi(t)] +$$
$$+ 0{,}5 a_2 A_c^2 \cos[4\pi f_c t + 2\Phi(t)] + 0{,}25 a_3 A_c^3 \cos[6\pi f_c t + 3\Phi(t)].$$

Сигнал на выходе содержит постоянную составляющую и три сигнала с угловой модуляцией, амплитуды которых сосредоточены соответственно около частот f_c, $2f_c$ и $3f_c$. На некоторое время предположим, что для выделения сигнала с угловой модуляцией, амплитуда которого сосредоточена около частоты f_c, можно использовать фильтр, на выходе которого имеем $e_0 = (a_1 A_0 + 0{,}75 a_3 A^3{}_c) \times \times \cos[2\pi f_c t + \varphi(t)]$.

Нелинейность характеристики всего лишь изменила усиление. Это и является важным различием между амплитудной и угловой модуляцией и служит основной причиной использования угловой модуляции в системах радиорелейной связи, где до настоящего времени не удается избежать работы усилителей и других устройств в нелинейном режиме при требуемых уровнях на выходе.

Для получения на выходе требуемого сигнала необходимо отделить амплитуду сигнала с угловой модуляцией, сосредоточенную около частоты f_c, от амплитуды сигнала с угловой модуляцией, сосредоточенной около частоты $2f_c$. Обозначим максимальное отклонение частоты ΔF, а максимальную частоту сигнала f_T [Гц]. Применяя правило Карсона, упомянутое в гл. 2, и учитывая, что максимальное отклонение частоты от второй гармоники несущей в два раза больше, чем от несущей, получаем необходимое условие для разделения сигналов f_c и $2f_c$: $f_c \geqslant 3\Delta F + 2f_T$.

Может показаться, что из проведенного анализа следует, что системы с угловой модуляцией свободны от искажений, поскольку они нечувствительны к *амплитудной* нелинейности. Однако они крайне чувствительны к фазовой нелинейности, которая хотя и встречается не столь часто, как амплитудная, все же существует и зачастую является весьма значительной в системах с угловой модуляцией.

Распространенным видом влияния фазовой нелинейности является паразитное преобразование АМ в ФМ в результате зависимости фазовой характеристики (или характеристики группового времени замедления ГВЗ) четырехполюсника от мгновенного значения амплитуды сигнала. Таким образом, если амплитуда сигнала, проходящего через четырехполюсник, рассматривается во времени, или если сигнал представляет собой амплитудномодулированную синусоиду, то фазовая характеристика на выходе будет иметь пульсации около линейной характеристики (постоянное ГВЗ). Во многих случаях получающаяся пульсация фазы будет

иметь «форму», подобную амплитудной модуляции. Если на систему подается несущая, модулированная по амплитуде с индексом m, наблюдаемое максимальное отклонение фазы может составлять k_p [рад]. Отношение k_p/m при нормальных рабочих уровнях представляет собой коэффициент преобразования АМ в ФМ и часто выражается в децибелах как $20 \log k_p/m$. В устройствах, имеющих особо интенсивное преобразование, этот коэффициент может достигать даже величины — 6 дБ. С другой стороны, коэффициенты преобразования АМ в ФМ величиной — 34 дБ не являются чем-то необычным в случае хорошо рассчитанного ограничителя. В более линейных цепях преобразование АМ в ФМ может стать значительно менее интенсивным и им зачастую можно пренебречь.

В последние годы стало обычным описывать преобразование АМ в ФМ в градусах сдвига фазы, отнесенных к изменению амплитуды в децибелах [2]. В принципе, такое преобразование можно было бы измерить, подавая на систему один синусоидальный сигнал и наблюдая на выходе сдвиг фазы в зависимости от изменения его уровня. Однако такие статические измерения обычно не дают нужного результата и требуется проводить динамические измерения с использованием «несущей», модулированной синусоидальным сигналом с низким уровнем. Хороший радиорелейный ретранслятор может преобразовывать АМ в ФМ величиной менее 2°/дБ, хотя обычно при использовании ламп бегущей волны встречаются и бо́льшие величины.

Эти два вида представления преобразования АМ в ФМ могут быть взаимосвязаны путем преобразования радианов в градусы и дробей в децибелы. Таким образом,

$$\text{град/дБ} \approx 6{,}6 \text{ antilog} \left[\frac{20 \log k_p/m}{20}\right] \approx 6{,}6 \frac{k_p}{m} .$$

В системах с угловой модуляцией искажения могут быть вызваны не только преобразованием АМ в ФМ. Далее будет показано, что нелинейность амплитудно-частотной или фазовой характеристики в тракте высокой или промежуточной частоты системы с угловой модуляцией может привести к искажениям исходного сигнала, подобным тем, которые возникают при прохождении исходного сигнала через четырехполюсник с характеристикой передачи, зависящей от амплитуды. Действительно, такие искажения могут измеряться, как нелинейные искажения исходного сигнала. Однако они не вызваны нелинейностью четырехполюсников и поэтому здесь не рассматриваются.

7.3. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Нелинейные искажения любого четырехполюсника можно было бы характеризовать величинами коэффициентов a_n амплитудной характеристики. Но непосредственно измерить амплитудную ха-

рактеристику с точностью, необходимой для определения коэффициентов рядов Тейлора, практически невозможно. Проще определить другой ряд коэффициентов, которые легче измерить, чем коэффициенты a_n амплитудной характеристики. Как уже указывалось, подавая на вход сигнал одной частоты, наблюдаем появление гармоник на выходе, причем легко определить отношение амплитуды любой гармоники к амплитуде любого другого продукта нелинейных искажений. Таким образом, нелинейность какого-либо четырехполюсника можно характеризовать, если известно напряжение основной частоты на выходе и напряжение каждой гармонической составляющей. Эти величины можно получить, использовав источник синусоидального сигнала и хороший селективный вольтметр [1]. Возможно и дальнейшее упрощение, поскольку амплитуда второй гармоники пропорциональна квадрату амплитуды подаваемой основной частоты. Следовательно, отношение амплитуды второй гармоники к квадрату амплитуды основной частоты дает коэффициент нелинейных искажений, который не зависит от амплитуды сигнала, используемого для его измерения. Подобным же образом, нелинейность третьего порядка можно характеризовать отношением амплитуды третьей гармоники к кубу амплитуды основной частоты [3].

Коэффициенты нелинейных искажений, получаемые из этих соотношений, зависят от единиц отсчета напряжения. Обычно принято представлять все напряжения в виде действующих значений в вольтах и делать коэффициент нелинейных искажений безразмерным путем умножения числителя на один вольт, возведенный в соответствующую степень. Коэффициент нелинейных искажений можно представить в децибелах, взяв 20 log от этого безразмерного соотношения. Например, коэффициент нелинейных искажений второго порядка по напряжению получается умножением действующего значения напряжения второй гармоники на один вольт и делением на квадрат среднего значения напряжения основной частоты. В этом случае получаем

$$M_2 = 20\log \frac{V_{2\alpha}\,(1\text{В})}{V_\alpha^2} \text{ [дБ]}.$$

Подобным же образом, коэффициент нелинейных искажений третьего порядка по напряжению определяется как

$$M_3 = 20\log \frac{V_{3\alpha}\,(1\text{В})^2}{V_\alpha^3} \text{ [дБ]}.$$

В системах передачи важно определить мощность различных нелинейных продуктов. Поскольку для измерения мощности широко распространены селективные устройства, мощность основной частоты и гармоник можно измерить на их выходе и использовать

[1]) Важно, чтобы источник синусоидального сигнала был относительно свободен от гармоник. Требование к вольтметру будет менее жестким, если подавить основную частоту на входе измерительного прибора.

эти величины для расчетов коэффициентов нелинейных искажений. Легко определить

$$m_2 \triangleq p_{2\alpha}\bar{p}/p_\alpha^2; \tag{7.7}$$

$$m_3 \triangleq p_{3\alpha}\bar{p}/p_\alpha^3, \tag{7.8}$$

где для удобства $\bar{p}=1$ мВт и все мощности выражены в милливаттах. Тем самым обеспечивается безразмерность коэффициентов нелинейных искажений. Эквивалентные коэффициенты, выраженные в децибелах (используя 10 log, так как они представляют собой соотношения мощностей), равны:

$$M_2 = 10\log m_2 = 10\log p_{2\alpha} + 0 \text{ дБм} - 20\log p_\alpha, \tag{7.9}$$

$$M_2 \triangleq P_{2\alpha} - 2P_\alpha;$$

$$M_3 = 10\log m_3 = 10\log p_{3\alpha} + 0 \text{ дБм} - 30\log p_\alpha,$$

$$M_3 \triangleq P_{3\alpha} - 3P_\alpha, \tag{7.10}$$

где все величины P выражаются в децибелах относительно мощности. Согласно этим определениям M_x представляет собой мощность x-й гармоники [дБм] при уровне основной частоты 0 дБм. Отметим, что коэффициенты нелинейных искажений, выраженные единицами мощности, отличаются от тех, которые выражаются единицами напряжения, если только нагрузка не равна 1000 Ом. Если амплитудную характеристику четырехполюсника можно представить степенным рядом, то коэффициенты M не зависят от уровня сигналов. Однако они зависят от частоты, если полное сопротивление нагрузки или амплитудная характеристика зависят от частоты.

СВЯЗЬ КОЭФФИЦИЕНТОВ m С КОЭФФИЦИЕНТАМИ a

Как видно из табл. 7.1, если пренебречь членом сжатия (членом первого порядка, получающимся из члена e_i), то действующее значение амплитуды первой гармоники на выходе будет равно $a_1 A/\sqrt{2}$, а действующее значение амплитуды второй гармоники на выходе $a_2 A^2/2\sqrt{2}$. Следовательно,

$$p_{2\alpha} = \frac{a_2^2 A^4}{8R_L}\,1000 \text{ [мВт]}; \quad p_\alpha = \frac{a_1^2 A^2}{2R_L}\,1000 \text{ [мВт]}; \quad \bar{p} = 1 \text{ мВт};$$

$$m_2 = \frac{a_2^2}{2a_1^4}\left(\frac{R_\alpha}{1000}\right). \tag{7.11}$$

Подобным же образом, действующее значение третьей гармоники на выходе определяется как $a_3 A^3/4\sqrt{2}$, в результате чего имеем

$$m_3 = \frac{a_3^2}{4a_1^6}\left(\frac{R_L}{1000}\right)^2. \tag{7.12}$$

В этих уравнениях A представляет собой пиковое значение напряжения основной частоты; a_1 — безразмерная величина; a_2 выражается в величинах, обратных вольтам; a_3 выражается в величинах, обратных вольтам в квадрате, и R_L — сопротивление нагрузки в омах.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ ОТДЕЛЬНОГО ПРОДУКТА НЕЛИНЕЙНОСТИ НА ВЫХОДЕ

Зачастую требуется определить ожидаемую мощность отдельного нелинейного продукта на выходе при условии, что известны коэффициенты нелинейного искажения и мощности основных гармоник. Необходимые равенства легко получить, использовав урния (7.4)—(7.6), (7.9) и (7.10):

$$P_{2\alpha} = M_2 + 2P_\alpha; \quad P_{3\alpha} = M_3 + 3P_\alpha; \quad P_{\alpha\pm\beta} = M_2 + 6 + P_\alpha + P_\beta;$$
$$P_{2\alpha\pm\beta} = M_3 + 9{,}6 + 2P_\alpha + P_\beta; \quad P_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} = M_3 + 15{,}6 + P_\alpha + P_\beta + P_\gamma. \tag{7.13}$$

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

Характеристики нелинейности системы, состоящей из последовательно включенных четырехполюсников, обычно определяются теми четырехполюсниками, которые сочетают в себе плохие нелинейные характеристики и относительно высокие уровни сигналов. Количественные зависимости можно проследить на примере пары последовательно включенных четырехполюсников на рис. 7.2. Предполагается, что первый четырехполюсник имеет коэффициент усиления по мощности G', когда его нагрузкой является полное входное сопротивление следующего. При тех же условиях этот первый четырехполюсник имеет коэффициенты нелинейных искажений M'_2 и M'_3. Подобным же образом, второй четырехполюсник имеет коэффициент усиления по мощности G'', если сигнал подается с выходного полного сопротивления первого четырехполюсника, и коэффициенты нелинейных искажений M''_2 и M''_3 при тех же условиях.

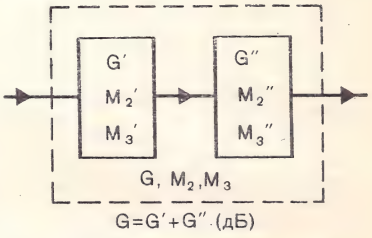


Рис. 7.2. Последовательно включенные четырехполюсники

Для простоты предположим, что нелинейность невелика и что можно пренебречь членами высокого порядка, а следовательно, применить суперпозицию. Если мощность P_α на выходе составной цепи предположить равной 0 дБм, то получающаяся мощность $P_{2\alpha}$ непосредственно дает M_2. Точно также мощность $P_{3\alpha}$ в тех же условиях непосредственно дает M_3. Если P_α составляет 0 дБм на выходе последовательно включенных четырехполюсников, то на

выходе первого она равна $-G''$ [дБм]. Следовательно, используя ур-ние (7.13), получаем на выходе первого четырехполюсника вторую гармонику с мощностью $P'_{2\alpha} = M'_2 - 2G''$, которая усиливается до мощности $M'_2 - G''$ на выходе составной цепи. В то же время второй четырехполюсник имеет на своем выходе вторую гармонику с мощностью M''_2. Тогда общая мощность второй гармоники будет равна сумме этих двух составляющих одной и той же частоты. Для точного определения суммы этих составляющих необходимо знать фазовые характеристики двух цепей и их продукты нелинейных искажений. Без этих данных обычно принимается сложение по мощности

$$M_2 \approx (M'_2 - G'') \text{«+»} M''_2 . \qquad (7.14)$$

Прибегнув к тому же методу для третьей гармоники, получим

$$M_3 \approx (M'_3 - 2G'') \text{«+»} M''_3 . \qquad (7.15)$$

Это приближение не учитывает составляющей третьей гармоники, которая получается при сложении второй гармоники сигнала первого четырехполюсника с первой гармоникой сигнала второго четырехполюсника. Такими продуктами в большинстве случаев можно пренебречь.

Проверка ур-ний (7.14) и (7.15) показывает, что если усиление по мощности второго четырехполюсника достаточно велико, нелинейные характеристики последовательной цепи почти полностью определяются характеристиками выходной цепи или цепи высокого уровня. С другой стороны, если выходная цепь вносит затухание и линейна (G'' отрицательно и $M''_2 \to -\infty$), можно показать, что нелинейная характеристика определяется в основном первой цепью, через которую в этом случае проходят сигналы с самым высоким уровнем. В результате, общая нелинейная характеристика усилителя почти полностью определяется нелинейной характеристикой его последнего активного каскада, а влиянием других каскадов обычно можно пренебречь. В данном случае ситуация полностью противоположна шумовым характеристикам последовательно включенных цепей (см. гл. 5), где шумовая характеристика определяется каскадом с наименьшим уровнем сигнала

7.4. НЕЛИНЕЙНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМЫ

Учитывая вышерассмотренные взаимосвязи, теперь уместно рассмотреть нелинейные характеристики системы в точке нулевого уровня передачи. Удобно определить индекс нелинейных искажений системы, H_x, где x — рассматриваемый продукт (т. е. может представлять собой продукты типов 2α, $\alpha \pm \beta$ и т. д.), H_x [дБм0] — мощность продукта типа x, измеренного на выходе системы и образованного из-за нелинейных искажений основных частот, уровень каждой из которых равен 0 дБм0.

Отметим, что это определение идентично определению коэффициентов нелинейных искажений с тем лишь исключением, что все уровни отнесены к точке нулевого уровня передачи, а не к выходу любой цепи в системе. Важно соотнести коэффициенты нелинейных искажений четырехполюсника в системе к точке нулевого уровня передачи; для этого требуется, чтобы была известна разность уровней сигналов передачи между выходом, где рассматриваются коэффициенты нелинейных искажений, и точкой нулевого уровня передачи. Требуемый коэффициент обозначается C и обычно положителен, когда эта точка ниже точки нулевого уровня передачи.

Другими словами, если сигнал 0 [дБ] появляется на выходе, где определяются M, то этот сигнал будет иметь уровень C [дБм0]. Коэффициент C может зависеть от частоты, хотя на первых этапах расчета часто предполагается, что эта зависимость плоская. Его можно точно определить на более поздних, детальных этапах расчета. Однако если эталонная (опорная) точка для определения коэффициентов нелинейных искажений выбирается тщательно, то предположение о том, что C имеет плоскую зависимость от частоты, зачастую оказывается оправданным.

Зная C, коэффициенты нелинейных искажений и мощность основных частот в точке нулевого уровня передачи, можно с помощью ур-ния (7.13) вычислить ожидаемую величину любого продукта нелинейных искажений. Например, возьмем основную частоту 0 дБм0. Мощность этой частоты в точке определения коэффициентов нелинейных искажений равна $-C$ [дБм], а мощность второй гармоники в той же самой точке $M_2 - 2C$ [дБм]. В точке нулевого уровня передачи мощность этой второй гармоники равна $M_2 - C$ [дБм]. Если в системе есть только *один* источник нелинейности, указанная величина второй гармоники соответствует величине $H_{2\alpha}$. Подобным же образом, мощности всех продуктов нелинейных искажений в точке нулевого уровня передачи при мощности основной частоты, выраженной в дБм0, можно выразить через H_x:

$$P_{2\alpha} = H_{2\alpha} + 2P_\alpha \text{ [дБм 0]}; \quad P_{3\alpha} = H_{3\alpha} + 3P_\alpha \text{ [дБм 0]};$$
$$P_{\alpha\pm\beta} = H_{\alpha\pm\beta} + 6 + P_\alpha + P_\beta \text{ [дБм 0]};$$
$$P_{2\alpha\pm\beta} = H_{2\alpha\pm\beta} + 9{,}6 + 2P_\alpha + P_\beta \text{ [дБм 0]};$$
$$P_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} = H_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} + 15{,}6 + P_\alpha + P_\beta + P_\gamma \text{ [дБм 0]}. \qquad (7.16)$$

ВЫБОР ЭТАЛОННОЙ ТОЧКИ ДЛЯ РАСЧЕТА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

До сих пор нелинейность рассматривалась в общем виде в предположении, что эталонная точка для определения коэффициентов нелинейных искажений представляет собой выход некоего общего четырехполюсника. Также имелось в виду, что при правильном выборе этой эталонной точки мы получаем довольно плоскую частотную зависимость C, а следовательно, упрощались некоторые

расчеты системы. Эту точку желательно также выбирать так, чтобы получаемые коэффициенты нелинейных искажений в достаточной степени не зависели от частоты, т. е. сопротивление в этой точке должно быть полным, почти постоянным для всех рассматриваемых частот. При наличии таких ограничений не всегда можно полностью избежать коррекции по частоте. Обычно промежуточные усилители в аналоговых системах нагружены на полное сопротивление кабеля связи, которое имеет довольно плоскую частотную зависимость. Поэтому выход такого усилителя часто выбирают в качестве эталонной точки для определения M. Основным препятствием в этом отношении является дополнительная операция, заключающаяся в определении зависимости этих M от коэффициентов нелинейного устройства, которая редко бывает прямой на выходе промежуточного усилителя. Кроме того, такая эталонная точка не гарантирует независимости C от частоты.

Второй точкой, иногда используемой в качестве эталонной для определения коэффициентов нелинейных искажений, является коллектор транзистора выходного каскада. В пользу этой точки приводятся следующие аргументы:

1) она непосредственно связана с измерениями на устройстве; 2) влияние обратной связи легко прослеживается; 3) влияние перегрузки можно рассматривать в плоском спектре сигнала в этой точке, вследствие чего зависимость C от частоты должна быть плоской. Однако если выходная схема весьма проста, то получить сопротивление нагрузки, постоянное по частоте, может оказаться весьма трудным.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СООБРАЖЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРАНЗИСТОРОВ

Может оказаться невозможным выбрать эталонную точку, которая обеспечит плоскую частотную зависимость как C, так и M. В таком случае и H_x не будет иметь плоскую частотную зависимость. Следует помнить, что некоторое преимущество можно получить за счет частотной коррекции.

Необходимо проверить для самого неблагоприятного случая, останутся ли коэффициенты M_2 и M_3 постоянными при изменении уровня сигнала, и следовательно, подчиняются ли они закону сложения по мощности. Это можно проверить, изменяя амплитуду основной частоты на 1 дБ и наблюдая за тем, не приводит ли это к изменению второй и третьей гармоник на 2 и 3 дБ соответственно. Если коэффициенты нелинейных искажений непостоянны, то при анализе системы следует сделать допуски на эти изменения. Например, как показано выше [4], продукт типа $\alpha \pm \beta$ не может быть больше продукта типа 2α, чем на 6 дБ.

Допуски, которые можно сделать при анализе системы, состоят в измерении $M_{\alpha\pm}$ $M_{\alpha\pm\beta\pm\gamma}$ или любого другого коэффициента нелинейных искажений непосредственно в эталонной точке, в единицах мощности, т. е. M_2 измеряется как отношение мощности

второй гармоники к квадрату мощности основной частоты, причем обе мощности измеряются в выбранной эталонной точке. Таким образом в тех случаях, когда все мощности измеряются в децибелах относительно мощности в эталонной точке, справедливы следующие соотношения:

$$M_{2\alpha} = P_{2\alpha} - 2P_{\alpha} \text{ [дБ]}, \quad M_{3\alpha} = P_{3\alpha} - 3P_{\alpha} \text{ [дБ]},$$
$$M_{\alpha\pm\beta} = P_{\alpha\pm\beta} - P_{\alpha} - P_{\beta} \text{ [дБ]}, \quad M_{2\alpha\pm\beta} = P_{2\alpha\pm\beta} - 2P_{\alpha} - P_{\beta} \text{ [дБ]},$$
$$M_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} = P_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} - P_{\alpha} - P_{\beta} - P_{\gamma} \text{ . [дБ].} \qquad (7.17)$$

7.5. НЕЛИНЕЙНОСТЬ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

Было показано, что если на вход системы подаются отдельные частоты, то нелинейность системы вызовет появление на выходе паразитных частот. Уровни этих паразитных частот зависят от уровней отдельных частот на входе. Поскольку в системах телефонной связи обычно передают речевые сигналы, а не одночастотные, важно определить взаимосвязь между измеренной нелинейностью системы и ожидаемыми шумами нелинейности из-за источников речевых сигналов. Для этого используются несколько методов.

Для узкополосных систем с небольшим числом каналов часто целесообразно характеризовать речевые сигналы рядом синусоидальных сигналов с соответствующим интервалом между ними. Поскольку рассмотрение такого случая является просто расширением одночастотного анализа, то на нем подробно останавливаться не будем.

Известны еще три метода описания нелинейных шумов в многоканальных системах телефонной связи. Первый, метод Беннета, определяет связь между шумом нелинейности и параметрами, характеризующими нелинейность системы при загрузке одночастотным сигналом. Для широкополосных систем используют второй метод, так называемый метод загрузки шумом. В третьем методе шумы нелинейности вычисляют с помощью спектральных плотностей и функций автокорреляции.

МЕТОД БЕННЕТА

С помощью этого метода можно определить:

1) амплитуду одного продукта нелинейных искажений, возникающего от источников речевых сигналов постоянной громкости в системе с известной нелинейностью;

2) число таких продуктов, попадающих в рассматриваемый канал. Последний вопрос относится к тому обстоятельству, что не по всем каналам одновременно передаются речевые сигналы. Искомое число N_x представляет собой вероятное число продуктов типа x, которые попадают в полосу рассматриваемого канала в час наибольшей нагрузки;

3) влияние того обстоятельства, что громкость источников речевых сигналов не одинакова, а распределена, как показано в гл. 6;

4) величину общего нелинейного шума для системы с заданной нелинейностью или, какой должна быть линейность для того, чтобы ограничить шумы нелинейности до некоторой заданной величины.

Прежде чем перейти к анализу последнего пункта, следует получить ответы на первые три вопроса, которые могут быть различными для каждого типа продуктов ($\alpha \pm \beta$, $2\alpha - \beta$ и т. д.).

Этот метод не учитывает особых случаев, когда требования к линейности определяются не только шумами нелинейности, а например, внятным переходным разговором. Величина любого отдельного продукта взаимной модуляции будет функцией нелинейности системы H_x. Число возможных продуктов нелинейных искажений в данном канале зависит от распределения частот в нагрузке системы с частотным разделением каналов [5].

Можно предположить, что если вероятное число нелинейных продуктов превышает 20 или 30, то их невозможно отличить от случайных шумов.

Это представляет практическую ценность, если в неисправном канале ожидается наличие маскирующего эффекта действительно случайного шума равной или большей величины.

Амплитуда продуктов. Предположим теперь, что каждый канал системы загружается гауссовым шумом, имеющим плоскую спектральную плотность в диапазоне от 0 до 4 кГц с общей мощностью 0 дБм0. Вспомним, что H_x выражалось через одночастотные сигналы, подаваемые в систему. Интересно определить, можно ли использовать те же самые коэффициенты H_x для полос гауссового шума. Можно легко показать, что если каждая основная частота «появляется» в продукте только раз, то тот же самый коэффициент нелинейности относится как к отдельным частотам, так и к полосам шумов. Однако когда имеются кратные «составляющие», такие, как 2α, 3α или $2\alpha \pm \beta$, имеет место явное различие между этими двумя случаями. Например, в случае синусоидального сигнала продукты типа 2α представляют собой просто вторую гармонику. Однако в случае загрузки полосой шумов продукт типа 2α соответствует сумме вторых гармоник всех частотных составляющих плюс много продуктов типа $\alpha_1 \pm \alpha_2$. Как и в случае синусоидального сигнала, продукты типа $\alpha_1 \pm \alpha_2$ на 6 дБ больше второй гармоники. Общий результат таков, что и $H_{2\alpha}$ и $H_{2\alpha \pm \beta}$ на 3 дБ больше для полосы шумов, чем для одночастотных сигналов. Точно также $H_{3\alpha}$ на 7,8 дБ больше для шумов, чем для отдельных частот. Справедливость этих соотношений можно показать аналитически путем сочетаний соответствующих спектральных плотностей. Индекс нелинейности системы для полос шумов можно определить следующим образом. Пусть H^*_x [дБм0] представляет собой мощность продукта типа x, измеренную на выходе системы и образованную нелинейными искажениями полос 4 кГц

гауссового шума, каждая из которых имеет мощность 0 дБм0. Из предыдущего рассмотрения имеем

$$H_x^* = H_x + \chi_x, \tag{7.18}$$

где $\chi_x = 3$ для $x = 2\alpha$ и $2\alpha \pm \beta$, $\chi_x = 7{,}8$ для $x = 3\alpha$, $\chi_x = 0$ для всех других x.

Отметим, что продукты из полос шумов будут распределяться в полосе 8 кГц для продуктов второго порядка и 12 кГц для продуктов третьего порядка.

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ АМПЛИТУД ИСТОЧНИКОВ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

Как было показано в гл. 6, телефонная загрузка осуществляется не от источников речевых сигналов мощностью 0 дБм0; реальные источники имеют нормальное распределение с медианным значением V_0[vu] или $P_0 = V_0 - 1{,}4$ дБм0 и средним квадратическим отклонением σ[дБ]. На следующих этапах рассчитывают нелинейные шумы из такого распределения по отношению к шуму от источников мощностью 0 дБм0.

Продукты типа x, получающиеся от воздействия основных сигналов с нормальным распределением в децибелах также будут иметь нормальное распределение в децибелах. Средняя величина распределения амплитуд продукта является суммой в децибелах (или vu) средних величин амплитуд основных сигналов. Среднее квадратическое отклонение амплитуд продуктов будет функцией средних квадратических отклонений амплитуд основных сигналов, числа основных сигналов, которые образуют каждый продукт, и числа раз, когда они «появляются».

Статистика распределения амплитуд продуктов основывается на образовании амплитуды продукта умножением амплитуд основных сигналов (сложением децибелов). Продукт типа $2\alpha—\beta$, например, является продуктом третьего порядка. Таким образом, средняя величина распределения амплитуд продуктов типа $2\alpha—\beta$ будет на $3P_0$[дБ] выше распределения амплитуд эталонного продукта, т. е. продукта того же типа, образованного источником с уровнем 0 дБм0. Если η_x определяется как порядок продукта, то, в общем случае, можно сказать, что средняя величина распределения амплитуд продуктов от реальных источников речевых сигналов составит $\eta_x P_0$[дБ] по отношению к амплитуде эталонного продукта H^*_x [дБм0]. Знакомая формула для среднего квадратического отклонения распределения, образованного сложением ряда нормальных распределений, такова:

$$\sigma_s = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \ldots} \tag{7.19}$$

Поэтому выражение для среднего квадратического отклонения распределения амплитуд продуктов, образованных реальным источником, можно записать в следующем виде:

$$\sigma_s = \sigma \sqrt{\lambda_x}, \tag{7.20}$$

где σ — среднее квадратическое отклонение волюмов источников, а

$$\lambda_x = r_1^2 + r_2^2 + \ldots \qquad (7.21)$$

для продукта типа $r_1\alpha \pm r_2\beta \pm \ldots$ Например, $\lambda_x = 5$ для продуктов типа $2\alpha - \beta$, так что среднее квадратическое отклонение распределения продуктов типа $2\alpha - \beta$ будет 11,2 дБ, если $\sigma = 5$ дБ.

Соотношение между средней величиной и средним квадратическим отклонением для нелинейных продуктов, а также соответствующие величины P_0 и σ для основных сигналов показаны в табл. 7.2. Таким образом, мощность продукта типа x, вызванного загрузкой каналов плоским гауссовым шумом P_0 [дБм], определяется выражением $\eta_x P_0 + H^*_x$.

ТАБЛИЦА 7.2

Среднее значение и среднее квадратическое отклонение для распределения волюмов взаимновлияющих источников речевых сигналов

Продукт нелинейных искажений	Средний уровень продукта, дБ, отнесенный к уровню продукта от источника речевого сигнала с уровнем 0 дБм0 ($\eta_x P_0$)	Среднее квадратическое отклонение, дБ ($\sigma\sqrt{\lambda_x}$)
2α	$2P_0$	2σ
$\alpha \pm \beta$	$2P_0$	$\sqrt{2}\,\sigma$
3α	$3P_0$	3σ
$\pm 2\alpha \pm \beta$	$3P_0$	$\sqrt{5}\,\sigma$
$\alpha \pm \beta \pm \gamma$	$3P_0$	$\sqrt{3}\,\sigma$

Если каналы загружаются плоским шумом, распределение амплитуд которого является нормальным (в дБ), среднюю мощность результирующего продукта типа x следует скорректировать на величину $0{,}115\,\sigma_s$, указанную в гл. 6. Поскольку $\sigma^2_s = \lambda_x \sigma^2$ и $P_0 = V_0 - 1{,}4$, то для средней мощности продукта типа x можно записать

$$R_x = \eta_x V_0 + 0{,}115\lambda_x\sigma^2 - 1{,}4\eta_x + H^*_x \text{ [дБм 0]}. \qquad (7.22)$$

Определение числа продуктов. В обычной широкополосной системе в полосу канала может попасть большое число продуктов нелинейных искажений данного типа. Для того чтобы определить общие нелинейные шумы, необходимо знать это число.

Беннет дает формулы для расчета общего числа продуктов типа x, которые, вероятно, могут попасть в полосу рассматриваемого канала. В этих формулах предполагается, что распределение спектра частот соответствует показанному на рис. 7.3. Несущие располагаются с интервалом f_0 [Гц], начиная от нулевой частоты. Система состоит из N каналов с несущими частотами от $n_1 f_0$ до $n_2 f_0$ включительно. Каналы нумеруются по несущим, с которыми они связаны; рассматриваемый канал характеризуется

k-й несущей (от нулевой частоты), M несущих отсчитываются от нижней границы полосы передаваемых частот, так что

$$M = k - n_1 + 1. \tag{7.23}$$

Единица появляется потому, что первый канал характеризуется несущей $M=1$, $k=n_1$. Терминология обобщается таким образом, что k-я несущая может находиться вне передаваемой полосы час-

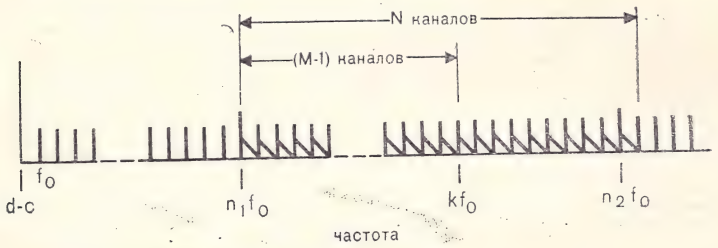


Рис. 7.3. Распределение продуктов по спектру

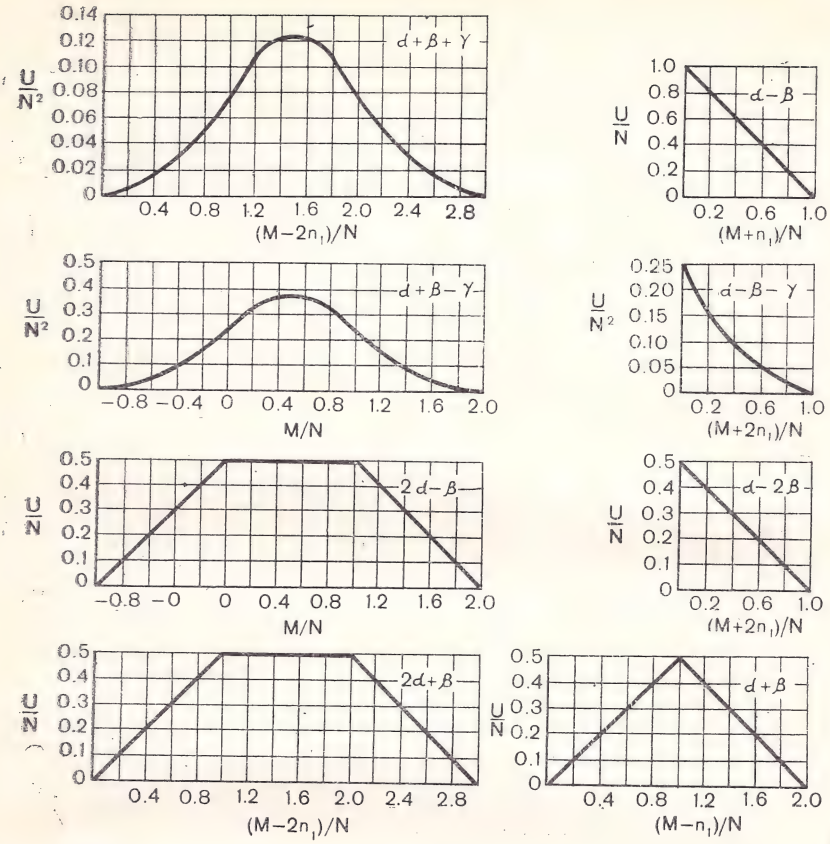
тот. Так как определяется общее возможное число продуктов, которые могут попасть в полосу рассматриваемого канала, предполагается, что каждый канал в системе (за исключением рассматриваемого) переносит энергию.

Несмотря на то что точные уравнения Беннета ясны для понимания и использования, они несколько длинны, и частый расчет с их помощью становится трудоемким. Изменения в ширине используемой полосы частот, а стало быть, и в числе организуемых каналов довольно часто встречаются на предварительной стадии расчета новой системы. Определение числа продуктов в таких обстоятельствах может потребовать много времени.

Практически полезный набор приближений к формулам Беннета представлен графически на рис. 7.4. Точность этих графиков недостаточна для узкополосных систем. Для 10-канальной системы может иметь место погрешность 50—100%. С расширением полосы частот точность быстро возрастает и для 100-канальной системы она несколько выше ±5%. Для 1000-канальной системы погрешность пренебрежимо мала.

Величины, отложенные по оси абсцисс этих графиков, требуют пояснения. Когда на ней отложены значения M/N, число продуктов, которые попадают в любой канал, не зависит от положения канала в частотном спектре, занимаемом системой. При наличии других продуктов, например, типа $\alpha+\beta$, когда на абсциссе отложены значения $(M—n_1)/N$, особое распределение частот уменьшает число продуктов. Предположим, что для любого значения N имеем $n_1=n_2/2$. В этом случае в полосу попадают продукты не типа $\alpha+\beta$, а типа $2\alpha—\beta$ или типа $\alpha+\beta—\gamma$, для которых значение по абсциссе равно M/N.

Для оценки шумов, состоящих из нелинейных продуктов, нужно определить число мешающих продуктов от источников речевых сигналов, которые, вероятно, попадут в рассматриваемый канал



где:

U—общее число возможных продуктов данного типа

N—число организованных каналов с несущими от $n_1 f_0$ до $n_2 f_0$ включительно, где f_0 —основная частота в Гц, а n_1 и n_2—целые числа и $n_2 > n_1$

к—рассматриваемый канал с несущей κf_0 в пределах основной полосы $n_1 < \kappa < n_2$. Соотношения также остаются справедливыми и для $\kappa < n_1$ или $\kappa > n_2$

M—рассматриваемый канал с несущей Mf_0, где $M = \kappa - n_1 + 1$

Примечание: Число продуктов вне пределов, указанных для кривых, равно нулю

Рис. 7.4. Приблизительное определение числа продуктов для многоканальных телефонных систем

в течение часа наибольшей нагрузки. Если вероятность того, что по каналу передается речевой сигнал равна τ и общее возможное число продуктов типа x, которые могут попасть в рассматриваемый канал, равно U_x, то вероятное число продуктов будет

$$M_x = U_x \tau^{\mu_x}, \tag{7.24}$$

где μ_x — число основных гармоник, необходимых для получения продукта типа x (например, $\mu_{2\alpha-\beta} = 2$, а $\mu_{\alpha+\beta-\gamma} = 3$).

Следовательно, если общее число продуктов типа $2\alpha-\beta$ в k-м канале найдено равным 160, а $\tau=0{,}25$, то вероятность присутствия любого продукта данного типа равна $(0{,}25)^{2)}$, а вероятное число продуктов $N_{2\alpha-\beta}=10$. Так как среднее число вероятных продуктов, попадающих в данный канал, равно N_x, общая средняя мощность продуктов нелинейных искажений типа x равна

$$R_{xT}=R_x+10\log N_x \text{ [дБм 0]} \qquad (7.25)$$

или, принимая во внимание все коэффициенты

$$R_{xT}=\eta_x V_0+0{,}115\lambda_x\sigma^2+H_x+\chi_x+10\log U_x\tau^{\mu_x}-1{,}4\eta_x \text{ [дБм 0]}. \qquad (7.26)$$

Мощность, рассчитанная по приведенному уравнению, не будет относиться к интервалу 4 кГц, так как каждый продукт второго порядка занимает полосу 8 кГц, а продукт третьего порядка — 12 кГц. Однако величина мощности, попадающей в соседние каналы, совпадает с мощностью шумов нелинейности, попадающей из соседних каналов в рассматриваемый. В результате ур-ние (7.26) действительно дает общую среднюю мощность нелинейных шумов в канале шириной 4 кГц в точке нулевого уровня передачи.

Коэффициенты поправки на источники речевых сигналов, используемые вместо шумов. Разность между источниками речевых сигналов и гладким шумом можно учесть, вводя поправочные коэффициенты, состоящие из трех составляющих.

1. *Коэффициент полосы шумов* учитывает разность между эффективно передаваемой полосой частот канала, равной 3 кГц, и полосой шумов, равной 4 кГц. Поэтому коэффициент полосы шумов $10\log 4/3$, или 1,25 следует вычесть, чтобы получить мощность в полосе 3 кГц.

2. *Коэффициент формы спектра* связывает спектральную плотность сигнала с мешающим действием нелинейных шумов. Так как мощность речевых сигналов имеет тенденцию концентрироваться между 500 и 1000 Гц, возникающая мощность нелинейных шумов не имеет плоской частотной характеристики. Важные продукты второго порядка, создаваемые источниками речевых сигналов, имеют такую форму спектра, что их мешающее действие приблизительно на 1 дБ меньше, чем в случае гладкого шума.

3. *Коэффициент амплитуды продукта* учитывает, что спектр речи не такой гладкий, как спектр гладкого шума, и не столь концентрированный как у синусоиды. Поэтому поправка χ_x к H_x для источников речевых сигналов должна составлять лишь половину поправки (в дБ) для источника гладкого шума.

Влияние этих трех факторов учтено в едином поправочном коэффициенте C_{ω_x}, приведенном в табл. 7.3. Для преобразования единиц, входящих в ур-ние (7.26) в dBrnc0, необходимо добавить 88 дБ для гладкого шума, использовать одночастотное значение для H_x и вычесть поправочный коэффициент C_{ω_x}. Окончательное

ТАБЛИЦА 7.3

Коэффициенты поправки C_{ω_x} на источники речевых сигналов, используемые вместо источников шумов

x	Коэффициенты, дБ			C_{ω_x} дБ
	Полосы частот	Формы спектра	Амплитуда продукта	
$\alpha+\beta$	1,25	1,0	0	2,25
$\alpha-\beta$	1,25	1,0	0	2,25
$2\alpha-\beta$	1,25	1,5	—1,5	1,25
$\alpha+\beta-\gamma$	1,25	1,5	0	2,75

выражение для нелинейных шумов таково:

$$W_x = H_x + \eta_x V_0 + 115\lambda_x\sigma^2 + 10\log U_x\tau^{\mu_x} - 1{,}4\eta_x - C_{\omega_x} + 88 \text{ [dBrnc 0]}. \quad (7.27)$$

Для данного линейного спектра и группы источников речевых сигналов ур-ние (7.27) можно упростить:

$$W_x = H_x + K_x \text{ [dBrnc 0]},$$

где K_x преобразует величину H_x [дБм] в W_x [dBrnc0]. Член H_x определяется в результате измерений системой синусоидального сигнала, а K_x служит для преобразования его в оценку мешающего действия продуктов типа x от источников речевых сигналов.

Влияние частотнозависимых уровней сигналов. Расчеты нелинейных шумов основывались на том предположении, что все влияющие факторы не зависят от частоты. Хотя амплитудно-частотная характеристика многоканального сигнала в точке нулевого уровня передачи имеет гладкий характер, уровни сигналов в системах передачи зачастую подвергают предыскажению для получения оптимальной шумовой характеристики системы. Это приводит к тому, что C зависит от частоты. Следовательно, даже если коэффициенты нелинейных искажений M_x имеют плоскую зависимость от частоты, коэффициенты H_x будут частотнозависимыми. Поскольку уровни продуктов нелинейных искажений будут меняться в зависимости от изменения частоты сигнала, вызывающего образование продукта, расчет нелинейных шумов усложняется. В результате общий уровень шумов в отдельном канале должен определяться суммированием всех продуктов, а не умножением на их число. Например, решим для $x=\alpha-\beta$ ур-ние (7.27) в предположении, что C (а вместе с ним и H_x) зависит от частоты. Для этого следует заменить члены $H_x+10\log N_x$ более точной суммой. Для $x=\alpha-\beta$

$$H_{\alpha-\beta} + 10\log N_{\alpha-\beta} = M_2 + 6 + 10\log\tau^2 +$$

$$+ 10\log \sum_{1}^{U_{\alpha-\beta}} \text{antilog}\,(C_{\alpha-\beta} - C_\alpha - C_\beta)/10, \quad (7.28)$$

где $C_{\alpha-\beta}$ — величина C на частоте $\alpha-\beta$; C_α — величина C на частоте α и т. д. Под знак суммы должны входить все возможные значения α и β, которые могут дать продукт типа $\alpha-\beta$ в рассматриваемом канале. Как видно из рис. 7.4, канал в нижней части передаваемой полосы частот содержал бы больше всего продуктов, а канал в верхней части — ни одного.

Точно так же в случае $x=\alpha+\beta-\gamma$ заменим $H_{\alpha+\beta-\gamma}+10\log N_{\alpha+\beta-\gamma}$ в ур-нии (7.27) на

$$M_3+15{,}6+10\tau^3+10\log\sum_{1}^{U_{\alpha+\beta-\gamma}}\text{antilog}\,(C_{\alpha+\beta-\gamma}-C_\alpha-C_\beta-C_\gamma)/10. \tag{7.29}$$

Подобные же уравнения можно, конечно, составить для всех других возможных продуктов.

Данный анализ показывает необходимость рассчитывать и складывать сотни тысяч или даже миллионы продуктов для получения нелинейных шумов в одном только канале. Даже самая быстродействующая ЭВМ может оказаться не в состоянии проделать эту работу эффективно. Для экономии машинного времени можно получить хорошее приближение путем деления всех номеров каналов (и поэтому общего числа каналов) на коэффициент k. Нелинейные шумы каждого типа рассчитываются для этого подразделенного варианта, а результаты увеличиваются на коэффициент $10\,y\log k$, где y — число, на единицу меньше числа независимых основных частот (например, $y=1$, для $\alpha-\beta$, 1 для $2\alpha-\beta$, 2 для $\alpha+\beta-\gamma$ и т. д.). Этот поправочный коэффициент можно понять, если обратиться к рис. 7.4.

Если M_x не имеет плоской частотной зависимости, т. е. если характеристика, выраженная степенным рядом в ур-нии (7.1), зависит от частоты, то следует несколько изменить описанную процедуру. Один из подходов состоит в замене эталонной точки некой фиктивной, в которой уровни сигналов не зависят от частоты, и внести поправку в C. Можно получить тот же результат, рассчитывая отдельно амплитуду каждого возможного продукта. На самом деле, как M_x, так и C входят под знак суммы в ур-ниях (7.28) и (7.29).

Последним усложнением решения некоторых практических задач является тот факт, что коэффициенты M_x зависят от амплитуды сигналов. Это проявляется в том случае, если нелинейность нельзя представить степенным рядом. Наиболее вероятная причина этого состоит в наличии более чем одной нелинейности в измеряемом четырехполюснике. Например, как входные, так и выходные транзисторы вызывают искажения коэффициента передачи, а поэтому его не всегда можно описать степенным рядом. В таких случаях зачастую полезно измерять мощности различных продуктов, подавая основные сигналы с мощностями, очень близкими к мощностям обычных сигналов. Также часто оказывается, что амплитудную зависимость можно представить очень простой функцией, например, прямой линией в рассматриваемом диапазоне.

ИЗМЕРЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ШУМОВ ПРИ ЗАГРУЗКЕ ШУМОВ

Для современных широкополосных систем становится спорной точность определения результатов измерений нелинейных продуктов при загрузке одночастотным сигналом в случаях, когда появляются тысячи продуктов. Для измерения нелинейности систем с очень широкой полосой пропускания в настоящее время часто используется метод, называемый загрузкой шумом. Этот метод состоит в том, что в точку системы, где уже имеется многоканальный сигнал, подается полоса гладкого гауссова шума. Далее будет показано, что если шум занимает всю полосу многоканального сигнала и имеет требуемый уровень, он будет почти соответствовать обычной загрузке многоканальной системы при периодической активности каждого канала. Чтобы измерить нелинейные шумы (которые возможно отличить от подаваемого шума), необходимо сделать некоторые каналы пассивными, включая после генератора шума режекторные фильтры с крутым срезом в полосе передаваемых частот, если только они не вырезают значительную часть общей полосы частот. Предположим, что каждый режекторный фильтр занимает полосу 4 кГц.

Для измерения общих нелинейных шумов общая мощность каждого пассивного канала контролируется на выходе системы. Общая контролируемая мощность шумов представляет собой комбинацию нелинейных и тепловых шумов, которые можно легко отделить друг от друга, отключив источник шумов и измерив тепловые шумы. Чтобы определить порядок нелинейных шумов (второй, третий или т. д.), следует отметить влияние мощности шумовой загрузки на нелинейные шумы. Например, если мощность нелинейных шумов изменяется на 2 дБ при изменении мощности на входе на 1 дБ, то преобладают шумы второго порядка; изменение мощности шумов на 3 дБ при изменении мощности на входе на 1 дБ означает, что преобладают шумы третьего порядка. Наконец, характер преобладающих нелинейных продуктов можно определить, узнав частотную зависимость нелинейных шумов (в предположении, что нелинейная характеристика их зависит от частоты) и использовав рис. 7.4. Например, шумы второго порядка в нижней части спектра являются шумами типа $\alpha—\beta$, а в верхней части спектра — типа $\alpha+\beta$. Шумы третьего порядка, возрастающие с уменьшением частоты, вероятно являются шумами типа $\alpha—\beta—\gamma$. Отметим из рис. 7.4, что продукты третьего порядка типа $\alpha—2\beta$ также возрастают с уменьшением частоты, но значением по оси ординат в этом случае будет U/N, а не U/N^2, как в случае продуктов типа $\alpha—\beta—\gamma$. Если N велико, преобладающими будут продукты типа $\alpha—\beta—\gamma$.

Анализ. Как было определено в гл. 6, загрузка системы от говорящего в ЧНН составляет

$$P_{av} = V_0 + 10\log \tau_L N + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 = P_s - \Delta_c \text{ [дБм 0]}. \qquad (7.30)$$

Для получения эквивалентной средней мощности следует задать

подаваемую шумовую загрузку системы и подавать в каждый канал одинаковую мощность шумов (т. е. шумы в точке нулевого уровня передачи не зависят от частоты в полосе передаваемых частот). Тогда мощность шумов, подаваемых в каждый канал шириной 4 кГц, определяется как

$$N_c = P_{av} - 10\log N = V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 + 10\log \tau_L . \qquad (7.31)$$

Мощность отдельного нелинейного продукта типа x равна

$$R_x = H_x^* - \eta_x N_c \text{ [дБм 0]}. \qquad (7.32)$$

В этом случае, в отличие от предыдущего, все каналы активны, так что число продуктов типа x, попадающих в канал, является общим возможным числом U_x. Поэтому

$$R'_{x_T} = H_T^* - \eta_x N_c + 10\log U_x \text{ [дБм 0]}. \qquad (7.33)$$

Объединяя все эти результаты, получаем

$$R'_{x_T} = \eta_x V_0 + 0{,}115\eta_x\sigma^2 - 1{,}4\eta_x +$$

$$+ 10\log \tau_L^{\eta_x} + H_x + \chi_x + 10\log U_x \text{ [дБм 0]}. \qquad (7.34)$$

Сравнивая ур-ния (7.34) и (7.26), обнаруживаем некоторую разницу между результатами аналитического расчета и метода шумовой загрузки. Вычитая ур-ние (7.34) из ур-ния (7.26) и предполагая $\tau_L = \tau$, получаем

$$R_{x_T} - R'_{x_T} = 0{,}115(\lambda_x - \eta_x)\sigma^2 - 10(\eta_x - \mu_x)\log\tau \text{ [дБ]}. \qquad (7.35)$$

Величины λ_x, η_x и μ_x представлены в табл. 7.4 для обычных важных продуктов. Для всех продуктов за исключением продуктов типа $2\alpha-\beta$ разность, определяемая из ур-ния (7.35), равна нулю, так как $\lambda=\eta=\mu$. Из ур-ния (7.35) для продуктов типа $2\alpha-\beta$ получаем

$$R_{2\alpha-\beta_T} - R'_{2\alpha-\beta_T} = 0{,}23\sigma^2 - 10\log\tau \text{ [дБ]}. \qquad (7.36)$$

Для типичного случая $\sigma=5$ и $\tau=0{,}25$ эта погрешность составляет 11,75 дБ, что, по-видимому, существенно. Однако обратясь снова к рис. 7.4, видим, что число продуктов типа $2\alpha-\beta$ довольно быстро уменьшается по сравнению с числом других продуктов третьего порядка из-за того, что на оси ординат отложены значения U/N, а не U/N^2. Поэтому ошибка в продукте типа $2\alpha-\beta$ обычно будет незначительной, если число каналов велико. Так как шумовая загрузка

ТАБЛИЦА 7.4

КОЭФФИЦИЕНТЫ ДЛЯ ВАЖНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРОДУКТОВ ТИПА

x	λ_x	η_x	μ_x
$\alpha-\beta$	2	2	2
$\alpha+\beta$	2	2	2
$\alpha+\beta-\gamma$	3	3	3
$2\alpha-\beta$	5	3	2

обычно используется лишь на широкополосных системах, результаты измерений должны быть сравнимы с результатами расчетов, и этой разницей можно пренебречь.

Наконец, для преобразования мощностей нелинейных шумов, возникающих при шумовой загрузке, выраженных в дБм0, в шумы, выраженные в dBrnc0, следует использовать уже известный поправочный коэффициент C_{w_x}. Могут возникнуть некоторые сомнения относительно того, каков порядок продукта типа x. Для нелинейности второго порядка $C_{w_2} = 2{,}25$ дБ. Для нелинейности третьего порядка при большом числе каналов в системе поправка для продуктов типа $\alpha+\beta-\gamma$ составляет $C_{w_3} = 2{,}75$ дБ. Если нельзя различить второй и третий порядок, то применяется $C_w = 2{,}5$ дБ, что дает незначительную ошибку.

Нелинейные шумы R'_t в дБм0 можно преобразовать в dBrnc0 с помощью следующих соотношений:

$$W_2 = R'_t + 88 - 2{,}25 \text{ [dBrnc 0]},$$
$$W_3 = R'_t + 88 - 2{,}75 \text{ [dBrnc 0]}, \qquad (7.37)$$
$$W_t = R'_t + 88 - 2{,}5 \text{ [dBrnc 0]}.$$

Измерения. Предыдущий анализ проведен в предположении наличия идеальных режекторного и полосового фильтров с полосой 4 кГц. Таких фильтров практически нет, поэтому интересно исследовать, как сказывается применение фильтров с реальными характеристиками. Так как режекторный фильтр на выходе источника шумов предназначен для подавления шумов в измеряемом канале, единственным нежелательным последствием того, что подавляемая полоса будет шире требуемой, является увеличение погрешности в предположении, что все каналы загружены. Проверка того, является ли режекторный фильтр у источника достаточно широкополосным, а полосовой фильтр в детекторе достаточно узкополосным, состоит в их последовательном включении и в отсчете остаточных шумов. В используемом оборудовании для измерения шумовой загрузкой режекторный фильтр обычно подавляет шумы на 80 дБ. Если эквивалентная полоса шумов детектора равна 4 кГц, то все прежние результаты измерений при шумовой загрузке можно использовать непосредственно.

Интересно рассмотреть средства для достижения полезных результатов измерений при шумовой загрузке с помощью измерительных приборов с детекторами, имеющими эквивалентную полосу шумов, отличную от 4 кГц. Конечно, если эквивалентная полоса шумов прибора B_w известна, можно ввести необходимую поправку на полосу 4 кГц, добавляя поправочный коэффициент $10 \log 4000/B_w$ к показанию прибора. Отметим, что если измерительный прибор не является прибором с отсчетом истинного действующего значения, показания прибора можно уточнить, используя поправочный коэффициент для гауссовых шумов, как это было в гл. 4.

Использования этих поправочных коэффициентов для прибора можно избежать, если *применять коэффициент мощности шума* (КМШ). Этот метод особенно полезен при частотнозависимом спектре многоканального сигнала, так как в этом случае обеспечивается простота пересчета результатов измерений к точке нулевого уровня передачи. Измерения с помощью шумовой загрузки требуют, чтобы шумовая загрузка системы составляла N_c [дБм0] в полосе 4 кГц. На выходе системы, который может и не быть точкой нулевого уровня передачи и в котором выходной уровень может иметь неплоскую частотную характеристику, необходимо получить три отсчета прибора:

1) при шумовой загрузке системы, т. е. без включения режекторных фильтров после источника шума;

2) при шумах, появляющихся в незагруженных полосах, т. е. при включении режекторного фильтра между источником и входом;

3) при шумах без источника, т. е. при отключении источника шумов.

Отношение отсчета (1) к отсчету (2), выраженное в децибелах, обозначается $КМШ_1$ и соответствует сумме тепловых и нелинейных шумов

$$P_N «+» R'_t = N_c — КМШ_1 \text{ [дБм 0]}. \tag{7.38}$$

Точно так же отношение отсчета (1) к отсчету (3) называется $КМШ_2$ и является мерой тепловых шумов на канал:

$$P_N = N_c — КМШ_2 \text{ [дБм 0]}. \tag{7.39}$$

Используя ур-ния (7.38) и (7.39), можно определить величину нелинейных шумов R'_t в дБм0 в канале шириной 4 кГц. Для перехода к dBrnc0 необходимо лишь воспользоваться ур-нием (7.37). Отметим, что поскольку используются отношения величин, то ни ширина полосы, ни тип детектора в измерительном приборе не имеют значения.

Другой подход, который зачастую легче понять и который дает эквивалентные результаты, состоит в преобразовании единиц загрузки в dBrnc0. Загрузку канала N_c можно преобразовать в dBrnc0, добавляя 88 дБ и коэффициент полосы 1,25 дБ. Например, если $N_c = —16$ дБм0 на 4 кГц, что является нормой для большинства национальных систем, загрузка сигналом получается равной приблизительно 71 dBrnc0. В этом случае тепловые шумы на канал

$$W_N = 71 — КМШ_2 \text{ [dBrnc 0]}. \tag{7.40}$$

Если пренебречь коэффициентом формы спектра, то общие шумы на канал определяются из

$$W_t = 71 — КМШ_1 \text{ [dBrnc 0]}. \tag{7.41}$$

Коэффициент формы спектра можно ввести, вычитая составляющие нелинейных шумов и снижая шумы второго порядка

на 1 дБ и третьего порядка — на 1,5 дБ. Однако большинство проектировщиков предпочитают не обращать внимания на этот эффект.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ШУМЫ, РАССЧИТАННЫЕ ПО СПЕКТРАЛЬНЫМ ПЛОТНОСТЯМ

Если предположить, что многоканальный сигнал представлен шумом, как это делается при использовании метода шумовой загрузки, то можно непосредственно рассчитать спектр нелинейных шумов, создаваемых за счет пропускания сигнала шумовой загрузки через нелинейное устройство. Преимущество этого метода состоит в том, что в этом случае можно использовать одно выражение для всех нелинейных шумов второго порядка. Также можно получить выражение для всех нелинейных шумов третьего порядка. И что более важно, в некоторых случаях нелинейные шумы можно рассчитать аналитически, даже если амплитудно-частотная характеристика сигнала зависит от частоты. В результате этот метод получил большое распространение.

Рассмотрим снова нелинейную характеристику передачи по напряжению, описываемую ур-нием (7.1), пренебрегая членами выше третьего порядка:

$$e_0 = a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 . \qquad (7.42)$$

В этом случае входным сигналом является полоса шумов, спектральная плотность которой обозначается $S_1(f)$ и которая представляет собой многоканальную загрузку, подаваемую в систему. В общепринятой форме записи предполагается, что $S_1(f)$ измерено в вольтах в квадрате на герц на *входе* нелинейного устройства, с нелинейной характеристикой передачи. Необходимый спектр на выходе нелинейного четырехполюсника равен

$$a_1^2 S_1(f). \qquad (7.43)$$

Спектр $a^2{}_2 S_2(f)$ на выходе, обусловленный членом $e^2{}_i$, будет соответствовать всем нелинейным шумам второго порядка. Точно так же нелинейные шумы третьего порядка, зависящие от члена $e^3{}_i$ входного напряжения, будут обозначаться $a^2{}_3 S_3(f)$.

Используя функции автокорреляции, можно определить $S_2(f)$ и $S_3(f)$.

Если предположить, что $e_i(t)$ — гауссова функция, то можно показать, что функции автокорреляции $e^2{}_1(t)$ и $e^3{}_i$ могут быть записаны через функцию автокорреляции $\mathcal{R}_1(\tau)$ от $e_i(t)$. Например, функция автокорреляции $\mathcal{R}_2(\tau)$ от $e_i(t)$ дана в [6]:

$$\mathcal{R}_2(\tau) = 2\mathcal{R}_1^2(\tau) + \mathcal{R}_1^2(0). \qquad (7.44)$$

Поскольку спектральная плотность и функция автокорреляции образуют пару преобразования Фурье, то

$$S_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{R}_n(\tau)\, e^{-i\,\pi f \tau}\, d\tau;$$

$$\mathcal{R}_n(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) e^{i\,2\pi f\,\tau}\, df. \qquad (7.45)$$

С помощью ур-ния (7.45) ур-ние (7.44) можно представить в частотной области в следующем виде:

$$S_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} [\mathcal{R}_1^2(0) + 2\mathcal{R}_1^2(\tau)]\, e^{-i\,2\pi f\tau}\, d\tau =$$

$$= \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_1(f)\, df\right] \delta(f) + 2 \int_{-\infty}^{\infty} S_1(f')\, S_1(f - f')\, df. \qquad (7.46)$$

Здесь использовано то обстоятельство, что преобразование $\mathcal{R}^2{}_1(\tau)$ можно представить как свертку $S_1(f)$ с самой собой. Отметим также, что действующее значение напряжения $e_i(t)$ равно

$$V^2_{\text{действ}} = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(f)\, df. \qquad (7.47)$$

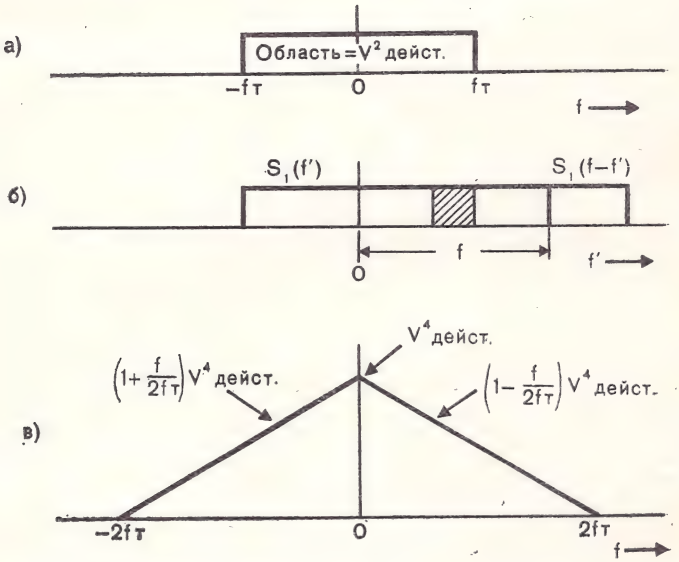


Рис. 7.5. Свертка плоского спектра с самим собой

Для пояснения особого случая предположим, что спектральная плотность на входе $S_1(f)$ не зависит от частоты в диапазоне от 0 до f_T [Гц], как показано на рис. 7.5*а*. Общая площадь, охваченная кривой $S_1(f)$, равна $V^2_{\text{действ}}$.

Вычисление интеграла свертки из ур-ния (7.46) проще всего выполнить графически, как показано на рис. 7.5*б*. Для любого отдельного значения f эта величина пропорциональна площади перекрытия, заштрихованной на рис. 7.5*б* [7]. Для $|f|>2f_T$ эта величина равна нулю, так как $S(f')$ и $S(f-f')$ не перекрываются в этих условиях, и произведение равно нулю. При $f=0$ интеграл свертки определяется плотностью в квадрате, умноженной на общую ширину, или просто $V^4_{\text{действ}}/2f_T$. От $f=0$ до $|f|=2f_T$ площадь перекрытия будет линейно уменьшаться до нуля так, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_1(f')\,S_1(f-f')\,df' \begin{cases} =0 & \text{при } |f|>2f_T\,, \\ =\left(1-\dfrac{|f|}{2f_T}\right)V^2_{\text{действ}}/2f_T & \text{при } |f|\leqslant 2_T\,. \end{cases}$$

Это показано на рис. 7.5*в*. Таким образом, уравнение (7.46) для $|f|\leqslant 2f_T$ можно записать по-иному:

$$S_2(f)=V^4_{\text{действ}}\,\delta(f)+2\left(1-\frac{|f|}{2f_T}\right)V^4_{\text{действ}}/2f_T. \tag{7.48}$$

По аналогии с предыдущим анализом, мощность сигнала и нелинейных шумов можно отнести к выходу цепи. Если общая выходная мощность полезного спектра составляет $p(f)$ [мВт], то

$$a_1^2\,S_1(f)=\frac{p_f R_L}{2f_T\,(1000)}=\frac{a_1^2V^2}{2f_T}\,. \tag{7.49}$$

Отношение искажений к спектральной плотности полезного сигнала на выходе (если пренебречь постоянной составляющей искажений) составляет при $|f|\leqslant f_T$

$$\frac{a_2^2\,S_2(f)}{a_1^2\,S_1(f)}=\frac{2a_2^2\left(1-\dfrac{|f|}{2f_T}\right)\left(\dfrac{p_f R_L}{1000a_1^2}\right)^2\left(\dfrac{1}{2f_T}\right)}{\dfrac{p_f R_L}{2f_T\,(1000)}}=$$

$$=\left[\frac{a_2^2}{2a_1^4}\,\frac{R_L}{1000}\right]4p_f\left(1-\frac{|f|}{2f_T}\right). \tag{7.50}$$

Хотя спектр нелинейных шумов и полезный спектр сигнала в ур-нии (7.50) симметричны отношению к несущей, *выражение* в равной мере справедливо для несимметричного спектра, что позволяет опустить знаки абсолютной величины частоты. Кроме того, поскольку интересующие нас частоты находятся в передаваемой полосе ($f<f_T$), следующие уравнения справедливы только для полосы передаваемых частот. Как видно из ур-ния (7.11) член в скобках можно просто представить как m_2, так что

$$\frac{a_2^2\,S_2(f)}{a_1^2\,S_1(f)}=4m_2p_f\left(1-\frac{f}{2f_T}\right). \tag{7.51}$$

Поэтому в точке нулевого уровня передачи при нелинейной

характеристике отношение нелинейных шумов второго порядка к шумовой загрузке из расчета на герц составляет при $f \leqslant f_T$, [дБ]

$$M_2 + 6 + P_f + 10\log\left(1 - \frac{f}{2f_T}\right) \text{ [дБ]}, \tag{7.52}$$

что идентично рассмотренному коэффициенту мощности шума. Общая мощность шумов второго порядка в полосе 4 кГц в точке нулевого уровня передачи за счет одной нелинейности второго порядка составляет

$$R_2' = N_c + M_2 + 6 + P_f + 10\log\left(1 - \frac{f}{2f_T}\right) \text{ [дБм0]}, \tag{7.53}$$

где N_c — шумовая загрузка на канал в дБм0.

Поскольку P_f относится к эталонной точке, выбранной для расчета нелинейных искажений, его можно привести к точке нулевого уровня передачи с помощью коэффициента C, определенного ранее, т. е.

$$P_{av} = P_f + C. \tag{7.54}$$

Поскольку все N каналов загружаются шумами, то

$$N_c = P_{av} - 10\log N. \tag{7.55}$$

Следовательно,

$$R_2' = P_{av} - 10\log N + M_2 + 6 + P_{av} - C + 10\log(1 - f/2f_m).$$

Так как M_2—C смещает нелинейную характеристику к точке нулевого уровня передачи и может быть заменена $H_{2\alpha}$, то

$$R_2' = 2P_{av} + 6 + H_{2\alpha} - 10\log N + 10\log(1 - f/2f_T).$$

Из ур-ния (7.30)

$$P_{av} = V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 + 10\log \tau_L N \text{ [дБм]}.$$

Следовательно,

$$R_2' = 2(V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4) + H_{2\alpha} + 6 + 10\log N +$$

$$+10\log\left(1 - \frac{f}{2f_T}\right) + 20\log \tau_L \text{ [дБм]}. \tag{7.56}$$

Это выражение позволяет рассчитать мощность шумов в канале шириной 4 кГц для всех продуктов второго порядка. Для перехода к мешающему влиянию на выходе системы, выраженному в dBrnc0:

$$W_2 = R_2' + 88 - C_{w_2};$$

$$W_2 = R_2' + 88 - 2{,}25 \text{ dBrnc 0}. \tag{7.57}$$

Следует отметить, что коэффициент C_{w_x} амплитуды продукта не применяется при спектральном анализе. Поскольку этот коэффициент равен нулю для продуктов второго порядка, ранее определенная величина C_{w_x} правильна.

Отношения для шумов третьего порядка можно вывести так же, как и для шумов второго порядка. В этом случае функция автокорреляции, соответствующая кубу гауссова напряжения, определяется так:

$$R_3(\tau) = 9V^4_{\text{действ}} R_1(\tau) + 6R_1^3(\tau). \tag{7.58}$$

Общие шумы третьего порядка при шумовой загрузке системы можно связать с другими параметрами системы следующим образом:

$$R'_3 = 3(V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4) + H_{3\alpha} + 12{,}6 +$$
$$+ 20\log N + 30\log \tau_L + 10\log(1 - f^2/3f_T^2) \text{ [дБм 0]} \tag{7.59}$$

или

$$W_3 = R_3 + 88 - C_{w_3} \text{ [dBrnc 0]}, \tag{7.60}$$

где $C_{w_3} = 2{,}7$ дБ.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УСИЛЕНИЕ И ФАЗА

Другим распространенным способом выражения нелинейности четырехполюсника является дифференциальное усиление и фаза. Это часто необходимо в ситуациях, когда сигнал быстро изменяется и занимает по октавам широкий диапазон частот, как, например, при передаче видеоинформации или высококачественном вещании.

Дифференциальным усилением называется разность в усилении высокочастотного синусоидального сигнала низкого уровня при двух установленных мгновенных амплитудных значениях наложенного низкочастотного сигнала.

Два установленных амплитудных значения низкочастотного сигнала представляют собой нулевой и максимальный сигналы, обычно пропускаемые по цепи. Высокочастотный сигнал низкого уровня обычно значительно ниже по уровню (на десятки децибел), чем низкочастотный сигнал высокого уровня.

Дифференциальной фазой называется разность в сдвиге фаз высокочастотного синусоидального сигнала низкого уровня при двух установленных мгновенных амплитудных значениях низкочастотного сигнала.

Используемые уровни и частоты те же, что и в случае дифференциального усиления.

Для пояснения возможной причины наличия дифференциального усиления (или фазы) рассмотрим случай, когда на четырехполюсник подается как низкочастотный синусоидальный сигнал высокого уровня, так и высокочастотный синусоидальный сигнал низкого уровня. Если четырехполюсник обеспечивает значительное сжатие при пиках низкочастотного сигнала высокого уровня, то ясно, что высокочастотный синусоидальный сигнал будет усиливаться меньше в моменты времени, соответствующие этим пикам,

чем при наличии нулевой амплитуды низкочастотного сигнала. Если высокочастотный сигнал отфильтровывать от низкочастотной составляющей, то получится кривая амплитудномодулированного сигнала (рис. 7.6). Анализ этой кривой показывает, что, если сжа-

Рис. 7.6. Огибающая высокочастотного сигнала, подверженного влиянию дифференциального усиления от низкочастотной синусоиды

тие симметрично для положительных и отрицательных пиков низкочастотного сигнала, боковые полосы будут вдвое больше низкой частоты. В противном случае будут иметь место составляющие, равные низкой частоте. Количественную меру дифференциального усиления можно определить из рис. 7.6, где v_n — напряжение полного размаха высокочастотного сигнала в отсутствие низкочастотного. Подавая низкочастотный сигнал, получаем минимальную величину огибающей, обозначаемую v_l, и максимальную величину, обозначаемую v_u. В этом простом случае $v_u = v_n$, так как все искажения появляются за счет сжатия сигнала с высокой амплитудой. Дифференциальное усиление количественно определяется следующим образом:

положительное дифференциальное усиление $= 20 \log v_u/v_n$;

отрицательное дифференциальное усиление $= 20 \log v_n/v_l$. (7.61)

Большее из этих двух чисел является дифференциальным усилением четырехполюсника. Можно построить спектральную диаграмму (рис. 7.7), где β обозначает низкую, а α высокую частоту.

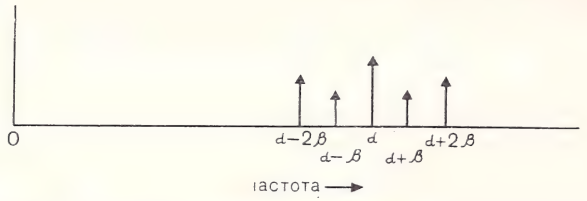


Рис. 7.7. Спектр сигнала, представленного на рис. 7.6

Все составляющие вблизи частоты можно представить векторами подобно тому, как это сделано в гл. 2 (рис. 7.8). Вектор *1* соответствует составляющей α. Отметим, что из-за сжатия амплитуда этого вектора не идентична амплитуде составляющей α, если не подать β. Векторы *2* вращаются навстречу друг другу с частотой β и соответствуют продуктам типа $\alpha \pm \beta$ частот α и β. Векторы *3* также вращаются навстречу, но с частотой 2β и соответствуют

продуктам типа $\alpha \pm 2\beta$ частот α и β. Отметим, что в этой диаграмме фазы взяты такими, что фаза результирующего вектора остается постоянной. Это, вообще, не соответствует истинному положению вещей, но в данном случае означает, что все искажения происходят за счет дифференциального усиления и что дифференциальная фаза отсутствует. Кроме того, соотношение фаз между векторами *2* и *3* таково, что все они суммируются только в том случае, когда направлены вверх. Максимальная величина результирующего вектора соответствует v_u, а минимальная v_l. На основании этих величин можно определить дифференциальное усиление, если известны амплитуды и фазы всех этих составляющих.

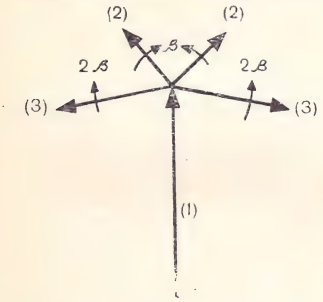


Рис. 7.8. Векторная диаграмма сигнала, представленного на рис. 7.6, для всего дифференциального усиления

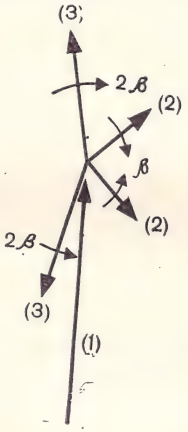


Рис. 7.9. Влияние сдвига фаз на рис. 7.8 с целью получения дифференциальной фазы

Фазовая диаграмма на рис. 7.8 может иметь иной вид для других фазовых соотношений (рис. 7.9). В этом случае почти все искажения имеют дифференциальную фазу, а не усиление, так как результирующая этих пяти векторов имеет почти постоянную амплитуду, но фаза ее меняется. Результирующие векторов *2* и *3* всегда перпендикулярны вектору *1*. Девиация фазы в радианах приблизительно определяется делением результирующего вектора на вектор *1*. Максимально возможная величина девиации фазы является дифференциальной фазой в радианах. Умножив ее на 57,3, получим дифференциальную фазу в градусах.

ПРИМЕР 7.1

З а д а ч а. Рассмотрим систему передачи телевидения, которая должна отвечать определенным требованиям относительно дифференциального усиления и дифференциальной фазы. Зададимся индексами нелинейных искажений в системе $H_{2\alpha} = -60$ дБ и $H_{3\alpha} = -40$ дБ, каждый из которых имеет плоскую частотную зависимость в спектре видеочастот и измерен на сопротивлении 100 Ом на выходе системы. Требуется определить дифференциальное усиление и фазу этой системы, которые имели бы место при подаче низкочастотного синусоидального сигнала частотой 15 кГц с полным размахом амплитуды 1,4 В и высокочастотного синусоидального сигнала частотой 3,6 МГц с уровнем —20 дБВ. Поскольку индексы нелинейных искажений не содержат сведений о фазе, то зададимся наименее благоприятными условиями как для усиления, так и для фазы.

Решение. Первый шаг состоит в расчете величин составляющих ± 15 кГц и

± 30 кГц от 3,6 МГц. Каждая из составляющих ± 15 кГц будет иметь мощность $P_{\alpha\pm\beta}$ из ур-ния (7.13): $P_{\alpha\pm\beta} = M_2 + 6 + P_\alpha + P_\beta$.

Величина P_β определяется, исходя из полного размаха 1,4 В или 0,5 В на сопротивлении 100 Ом, т. е. равна 4 дБм. Точно также P_α определяется из -20 дБВ$=-10$ дБм. Следовательно, $P_{\alpha\pm\beta}=-60+6-10+4=-60$ дБм. Каждая из составляющих ± 30 кГц — это составляющая типа $\alpha\pm 2\beta$, имеющая следующую мощность:

$P_{\alpha\pm 2\beta} = M_3 + 9{,}6 + P_\alpha + 2P_\beta$ или $P_{\alpha\pm 2\beta} = -40 + 9{,}6 - 10 + 8 = -32{,}4$ дБм.

Поскольку составляющие $P_{\alpha\pm 2\beta}$ значительно больше, чем $P_{\alpha\pm\beta}$, последними можно пренебречь. Результирующая фазовая диаграмма напряжений (в предположении максимального дифференциального усиления) показана на рис. 7.10.

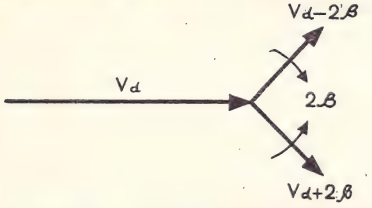


Рис 7.10. Векторная диаграмма для расчета дифференциального усиления

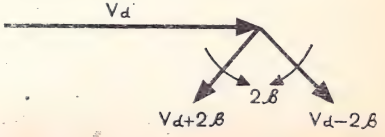


Рис. 7.11. Векторная диаграмма для расчета дифференциальной фазы

Максимальное значение этого вектора определяется из

$P_\alpha''' + '''P_{\alpha+2\beta}''' + '''P_{\alpha-2\beta}$.

Так как $P_{\alpha-2\beta} = P_{\alpha+2\beta} = -32{,}4$ дБм, последние два члена легко объединяются добавлением 6 дБ. Если пренебречь сжатием, то

дифференциальное усиление $= (P_\alpha''' + ''' - 26{,}4) - P_\alpha$, где $P_\alpha = -10$ дБм.

Используя диаграммы сложения напряжений, получаем дифференциальное усиление$=-8{,}8+10=1{,}2$ дБ.

Если сжатием пренебречь нельзя, то дифференциальное усиление будет в два раза больше, т. е. 2,4 дБ.

Если же задаться только дифференциальной фазой, то справедлива фазовая диаграмма на рис. 7.11. В этом случае максимальный сдвиг фаз равен

$\operatorname{arctg}[(v_{\alpha-2\beta} + v_{\alpha+2\beta})/v_\alpha]$.

Но $(v_{\alpha-2\beta} + v_{\alpha+2\beta})$ соответствует $P_{\alpha-2\beta}''' + '''P_{\alpha+2\beta}$, или $-26{,}5$ дБм, а v_α соответствует $P_\alpha = -10$ дБм. Таким образом, приведенное соотношение можно записать в следующем виде:

$$\frac{v_{\alpha-2\beta} + v_{\alpha+2\beta}}{v_\alpha} = \operatorname{antilog}\left(\frac{-26{,}5 + 10}{20}\right) = 0{,}151.$$

Дифференциальная фаза тогда равна $\operatorname{arctg}(0{,}151) = 8{,}5$ градусов.

При заданных индексах нелинейных искажений указанная система могла бы иметь дифференциальное усиление величиной 2,4 дБ или дифференциальную фазу до 8,5°.

Измерения. Типичная схема для измерения дифференциального усиления или фазы в коммерческих видеосистемах приведена на рис. 7.12. Амплитуда сигнала частоты 15 кГц регулируется так,

чтобы ее размах доходил от уровня белого до уровня черного, перекрывая весь динамический диапазон сигналов и давая максимальные дифференциальное усиление и дифференциальную фазу. Форма сигнала, наблюдаемая на осциллографе, позволяет не-

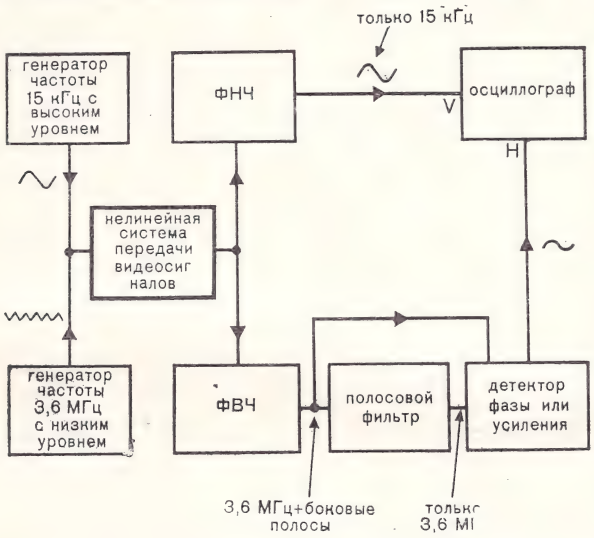


Рис. 7.12. Схема измерения дифференциального усиления и дифференциальной фазы в системе передачи видеосигналов

посредственно отсчитывать сдвиг фаз или отклонение усиления сигнала 3,6 МГц в зависимости от мгновенного значения амплитуды сигнала 15 кГц, который обеспечивает горизонтальную развертку осциллографа. Дифференциальное усиление или фаза может быть рассчитана по этой индикации с учетом известных параметров детектора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 7

1. **Maurer R. E.** and **S. Narayanan.** «Noise Loading Analysis of a Third-Order Nonlinear System with Memory», IEEE Trans. on Comm. Tech., vol. COM-16 (Oct. 1968), p. 701.
2. **Cross T. G.** «Intermodulation Noise in FM Systems Due to Transmission Deviations and AM/PM Conversion», Bell System Tch. J., vol. 45 (Dec. 1966), pp. 1749—1773.
3. **Ketchledge R. W.** «Distortion in Feedback Amplihers», Bell System Tech. J., vol. 34 (Nov. 1955), pp. 1265—1285.
4. **Mulligan J. H.** «Amplitude Distortion in Transistor Feedback Amplihers», Trans. AIEE, Communications and Electronics, part I, vol. 80 (July 1961), pp. 326—335.
5. **Bennett W. R.** «Cross Modulation Requirements on Multichannel Amplihers Below Overload», Bell System Tech. J., vol. 19 (Oct. 1940), pp. 587—610.
6. **Laning J. H., Jr.** and **R. H. Battin.** Random Processes in Automatic Control (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1956), pp. 166—167.
7. **Bracewell R. M.** The Fourier Transform and Its Applications (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1965), Chapter 3.

8. ГЛАВА

Введение в аналоговые кабельные системы

Свое название кабельные системы передачи аналоговых сигналов[1] получили как от используемой передающей среды, так и от свойств промежуточных усилителей, необходимых для компенсации затухания среды. В противоположность регенератору, применяемому в цифровых системах, промежуточный усилитель аналоговых систем предназначается для точного воспроизведения сигнала, так что его выходной сигнал должен отличаться от входного только линейным масштабом. В реальных промежуточных усилителях неизбежно имеет место накопление тепловых шумов и амплитудных искажений, в конечном счете определяющее достижимое в системе качество передачи. В процессе разработки аналоговых кабельных систем учитывается влияние этих факторов и путей их взаимодействия со средой для определения окончательных свойств системы.

Данное выше определение аналоговых систем не ограничивает тип сигналов, которые можно передавать по системе. Вообще говоря, загрузка системы может представлять совокупность тональных, дискретных, видео и контрольных сигналов. Нужно только, чтобы требования в отношении помех для каждого типа сигнала были совместимыми с характеристиками системы, а возможности последней в отношении мощности и полосы передаваемых частот соответствовали результирующей совокупности сигналов. Так как аналоговые кабельные системы предназначены для работы на расстояния, при которых неэкономично обеспечивать каждое сообщение своей собственной проводной парой, в них используется принцип частотного разделения каналов. Эти расстояния находятся в пределах примерно от 10 миль для линий связи между телефонными станциями и до 4000 миль для систем дальней связи на коаксиальных кабелях.

8.1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ

В настоящее время аналоговые кабельные системы составляют основную часть всех средств телефонной связи. В качестве замены

[1] В дальнейшем системы передачи аналоговых сигналов будут, для краткости, называться просто аналоговыми. (Прим. ред.).

в настоящее время можно рассматривать цифровые системы связи между телефонными станциями и аналоговые СВЧ радиорелейные системы для связи на малые и большие расстояния. Начиная с середины 1930-х гг., аналоговые системы прошли большой путь развития до современных кабельных систем дальней связи L4, введенных в эксплуатацию в 1967 г., и систем SF на подводном кабеле, введенных в действие в 1968 г. В 1962 г. была введена в эксплуатацию аналоговая система типа N2 для связи на малые расстояния. Для процесса развития систем малой и большой протяженности характерно, что основное внимание при этом уделяется совершенно разным факторам. То же самое можно сказать и в отношении систем дальней связи по наземным и подводным кабелям. Различия между ними в каждом случае определяется в первую очередь экономическими соображениями.

В системах малой протяженности в качестве передающей среды предполагается использовать отдельные пары проводов в многопарном кабеле. Эти пары имеют относительно невысокую стоимость, так что при малой дальности связи на стоимости этих систем стоимость оконечного оборудования сказывается больше, чем в системах дальней связи. Поэтому расширению полосы этих систем уделяется сравнительно мало внимания. Напротив, основной упор в процессе развития техники делается на снижение стоимости промежуточного и оконечного оборудования. Увеличение же числа каналов достигается увеличением числа используемых пар в уже проложенных кабелях или прокладкой новых многопарных кабелей.

Более жесткие требования к качеству передачи в многоканальных системах дальней связи диктуют необходимость использовать высокочастотные кабели с малым и равномерным в полосе передаваемых частот затуханием, таких, например, как в системах типа L и системах связи по подводным кабелям. В результате передающая среда для систем большой протяженности является важным фактором стоимости. Поэтому более обоснованным является расширение полосы за счет использования возможностей существующего коаксиального кабеля или прокладки нового кабеля того же типа. В настоящее время, например, стоимость проложенного кабеля в системах типа L составляет от 60 до 90% общей стоимости системы, включая электронное оборудование, здания и оконечные устройства. Таким образом, история развития кабельных систем дальней связи представляет историю борьбы за увеличение числа каналов путем использования достижений передовой техники.

За 12-канальными системами типа К появились 600-канальные системы L1, 1860-канальные L3 и системы L4 на 3600 каналов. В настоящее время разрабатывается система L5 с емкостью 10800 каналов. Приведенный в гл. 8.2 анализ отношения сигнал/шум показывает, почему увеличение емкости этих систем (от L1 до L5) привело к восьмикратному увеличению числа промежуточных усилителей, требуемого для обеспечения дальности

связи. Влияние увеличения числа промежуточных усилителей на отношение сигнал/шум и характеристики передачи рассматривается в гл. 10 и 11 при изучении вопросов рассогласования и выравнивания.

При разработке промежуточных усилителей для систем связи по подводным кабелям главным является обеспечение максимальной их надежности, так как замена неисправных усилителей связана с большими затратами. Хотя надежность, конечно, желательна в любом случае, доступ к промежуточным усилителям в наземных системах значительно проще, чем в подводных, и в этом смысле надежность для наземных систем становится менее важным фактором. Используя резервную коаксиальную пару в многопарном кабеле, автоматически переключаемую при повреждении одной из рабочих пар, можно повысить эксплуатационную надежность многоканальных кабельных систем дальней связи. Прокладка же резервного подводного кабеля экономически нецелесообразна. Требуемая степень надежности подводных систем достигается рядом контрольных операций при производстве, подбором и искусственным старением компонент, что существенно увеличивает стоимость промежуточных усилителей, возможно на два порядка по сравнению с промежуточными усилителями наземных систем. Поэтому стоимость электронной аппаратуры в подводных системах не является второстепенным фактором при определении общей их стоимости. В результате стоимость канало-километра для подводных систем оказывается примерно на порядок выше, чем для наземных. Поэтому для максимального использования системы применяют специальные технические средства на оконечных пунктах, например ТАСИ (гл. 12).

Дополнительные пары проводов для систем малой протяженности относительно недороги и доступны. В системах дальней связи всегда можно преобразовать старую систему в новую, добав-

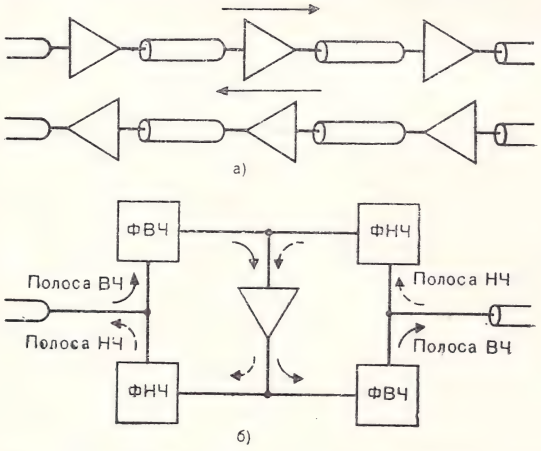


Рис. 8.1. Физическая *(а)*, эквивалентная *(б)* четырехпроводные системы

ляя требуемое число промежуточных усилителей. Однако увеличение емкости существующих подводных кабельных систем таким способом экономически нецелесообразно. Более предпочтительна прокладка нового кабеля. Поэтому при усовершенствовании подводных систем больше внимания заслуживает вопрос использования кабеля новой конструкции.

Аналоговые кабельные системы, представляющие интерес в настоящее время, обычно являются четырехпроводными — либо физически, либо электрически. Типичным примером систем первого типа являются системы типа L, в которых для каждого направления передачи используются отдельные коаксиальные пары. Вероятно, наиболее важным примером электрически четырехпроводных систем являются системы связи по подводным кабелям, в которых передача в обоих направлениях производится по одному и тому же кабелю на разных частотах.

8.2. НЕКОТОРЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ О ХАРАКТЕРИСТИКАХ ПЕРЕДАЧИ

Для достижения высокого качества передачи важно обеспечить максимальное отношение сигнал/шум. Если помехи не зависят от уровня сигнала, как при тепловом шуме, то эта цель достигается передачей сигнала на максимальном уровне, допустимом с точки зрения перегрузки промежуточных усилителей. Такая система называется системой *с ограничением перегрузки тепловым шумом*. С другой стороны, если нелинейность характеристик промежуточных усилителей вызывает большие помехи из-за нелинейных искажений самого широкополосного сигнала, оптимальный рабочий уровень промежуточных усилителей может оказаться меньшим по сравнению с допустимым с точки зрения их перегрузки. Такие системы носят название систем *с ограничением перегрузки тепловым шумом и нелинейными помехами*. К первой категории можно отнести системы малой протяженности с небольшим числом каналов, а ко второй больше подходят широкополосные системы дальней связи.

Для компенсации затухания соответствующего участка кабеля в любом случае требуется промежуточный усилитель с заданным стабильным усилением. Обычно используют усилители с отрицательной обратной связью, которая обеспечивает снижение небольшой начальной нелинейности усилителя, что особенно важно для систем большой протяженности. В системах малой протяженности для улучшения отношения сигнал/шум используются методы сжатия динамического диапазона (гл. 12).

Важным моментом для любой аналоговой кабельной системы является выравнивание амплитудно-частотной характеристики между оконечными пунктами. Совокупность передаваемых сигналов воздействует на вход системы, имея некоторый заданный уровень. Для соединения систем между собой необходимо обеспечивать на их выходах определенный уровень передачи, который может

отличаться от входных уровней. Следовательно, при прохождении через систему все сигналы следует усилить или ослабить на некоторую постоянную величину независимо от их частоты. Чтобы получить желаемую плоскую амплитудно-частотную характеристику, требуется скорректировать или выравнить любые ее отклонения от номинала, обусловленные влиянием характеристик многих элементов системы. Эти отклонения могут быть постоянными или зависеть от времени и часто обусловлены особыми причинами. Если выходные уровни промежуточных усилителей окажутся неодинаковыми (т. е. не у всех промежуточных усилителей усиление точно компенсирует затухание кабеля на всех частотах), будет ухудшаться отношение сигнал/шум. Именно поэтому работа всех промежуточных усилителей на одном и том же оптимальном уровне передачи оказывается невозможной. Таким образом, соображения относительно взаимного соединения систем и установки оптимального уровня определяют выравнивание на линии и в оконечном оборудовании для того, чтобы отклонения амплитудно-частотной характеристики от идеальной находились в определенных пределах. Некоторые из этих отклонений можно в приемлемой форме предсказать заранее и скомпенсировать постоянными выравнивателями. Однако для других могут оказаться необходимыми переменные (регулируемые) выравниватели. Некоторые из них можно настраивать вручную во время сооружения и настройки системы или в процессе периодического контроля. В других выравнивателях, корректирующих относительно быстрые изменения усиления, могут использоваться некоторые виды автоматического регулирования.

В гл. 9 будет рассмотрено влияние теплового шума, нелинейных искажений и допустимой нагрузки промежуточных усилителей на характеристики и построение системы. При этом будет предполагаться, что система является идеальной в том смысле, что усиление промежуточных усилителей точно соответствует затуханию кабеля. В гл. 10 и 11 количественно рассматривается влияние отклонений от этого идеального условия, а также вопросы устранения этих отклонений путем выравнивания.

9. ГЛАВА

Анализ и проектирование аналоговых кабельных систем

Анализ и проектирование аналоговых кабельных систем представляет совокупность аналитических и эмпирических методов, позволяющих реализовать систему заданной протяженности, в которой достигается определенная величина отношения сигнал/шум. Построение различных систем определяется свойствами используемого кабеля, промежуточных усилителей, компенсирующих затухание кабеля, установленной емкостью и требованиями к системе по шумам.

Передаваемый сигнал во всех аналоговых системах искажается из-за влияния теплового шума, и задачей проектирования является создание такой системы, в которой степень искажений будет ограничена в определенных пределах. В некоторых системах возникают дополнительные искажения из-за нелинейности характеристик промежуточных усилителей, которые также следует учитывать. В данной главе мы вначале рассмотрим тепловой шум в аналоговых кабельных системах и вопросы проектирования систем, в которых тепловой шум является основным видом помех. Затем будет рассмотрено влияние нелинейных искажений на характеристики сигналов.

9.1. ТЕПЛОВОЙ ШУМ В СИСТЕМЕ

Природа и характер теплового шума были рассмотрены в гл. 4 и 5. Здесь представляется интересным рассмотреть процесс накопления шума, который в конечном счете определяет качество передачи сигнала в системе. Как уже указывалось, будет предполагаться, что система состоит из ряда идентичных усилителей, соединенных участками кабеля одинаковой длины, и что усиление усилителей точно согласовано с затуханием соответствующих участков кабеля. Эквивалентная шумовая схема усилителя показана на рис. 9.1, где N_R — эквивалентная мощность шума (в полосе 3 кГц), возникающая в усилителе, который сам предполагается

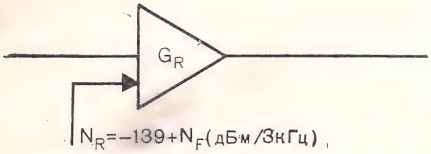


Рис. 9.1. Эквивалентная шумовая схема усилителя

нешумящим. Из определения коэффициента шума N_F для эквивалентной мощности шума можно записать

$$N_R = -174 + 10\log B_w + N_F\,[\text{дБм}] = -139 + N_F\ [\text{дБм/3 кГц}].$$

Полагая, что все промежуточные усилители в линии (рис. 9.2) имеют вносимое усиление [1] G_R [дБ] и коэффициент шума N_F, а затухание соответствующих участков кабеля между усилителями также равно G_R, можно считать мощность шума на выходе 1-го усилителя равной $N_R + G_R$ [дБм].

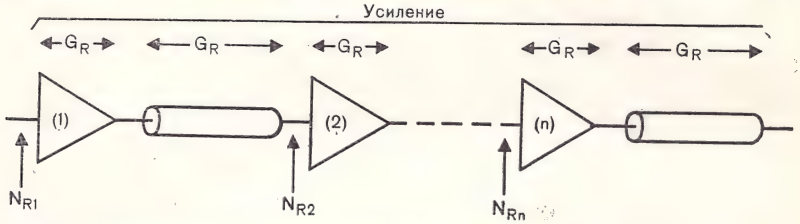


Рис. 9.2. Эквивалентная схема системы для расчета шума

Эта мощность обусловлена только первым усилителем. Пусть p есть эта же мощность, но выраженная в милливаттах, т. е. $N_R + G_R = 10\log P$. На выходе второго усилителя этот шум будет иметь первоначальную величину p (он будет ослабевать за счет затухания на предыдущем участке кабеля на G_R и усиливаться вторым усилителем также на G_R). В этой точке к нему добавляется шум второго усилителя, который также равен p [мВт]. Таким образом, мощность шума на выходе второго усилителя равна $2p$, и соответствующая мощность шума на выходе n-го усилителя будет np [мВт]. Общую мощность шума в децибелах от уровня 1 мВт можно записать как $10\log np$ или $N_R + G_R + 10\log n$ [дБм].

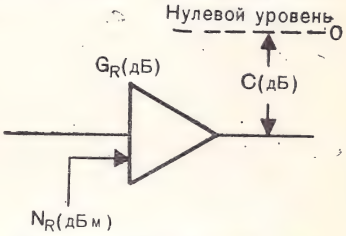


Рис. 9.3. Определение эталонной точки

Определим уровень передачи на выходе промежуточного усилителя на C [дБ] ниже нулевого уровня [2] (рис. 9.3).

Определение шумовых характеристик системы в эталонной точке нулевого уровня передачи в децибелах рассматривалось в гл. 4. Представляет интерес определить мощности шума, связанные с n усилительными участками, в этой же эталонной точке.

[1]) **Термин «вносимое усиление» здесь использован потому, что входное полное сопротивление усилителя обычно согласовано с полным сопротивлением кабеля.**

[2]) Точнее, точка в усилителе (вход, выход или промежуточная точка), используемая в качестве эталонной, выбирается из соображений перегрузки и нелинейных искажений. Часто в качестве эталонной точки удобно использовать выход усилителя, что и будет приниматься в дальнейшем. Поэтому выходной уровень каждого усилителя будет приниматься на C [дБ] ниже точки нулевого уровня передачи.

Далее, мощность шума в точке нулевого уровня в линии, состоящей из n усилительных участков, можно представить как увеличение шума в децибелах относительно точки нулевого уровня, которое далее будем обозначать как W_{n0}dBrnc0. Из гл. 4 известно, что 0 дБм белого шума в полосе 3 кГц соответствует 88 dBrnc0. Таким образом,

$$W_{n0} = N_R + G_R + 10\log n + C + 88 \text{ [dBrnc 0]}.$$

В общем случае N_R, G_R и C могут зависеть от частоты. Следовательно, шум W_{n0} в канале может зависеть от линейной частоты канала.

Теперь можно записать первое уравнение для системы, на котором основывается последующее изложение. Требование к тепловому шуму системы, выраженное через определенное ранее увеличение шума, обозначим через W_{NS} (индекс N здесь означает тепловой шум, для отличия от нелинейного шума, и не имеет отношения к номеру промежуточного усилителя). Попросту говоря, в системе, состоящей из n промежуточных усилителей, тепловой шум не должен превосходить некоторую заданную величину, т. е. $W_{n0} \leqslant W_{NS}$. Если это условие выполняется с некоторым запасом A_N [дБ], то $W_{n0} + A_N \leqslant W_{NS}$. Таким образом,

$$N_R + G_R + 10\log n + C + 88 + A_N \leqslant W_{NS}. \qquad (9.1)$$

Принятый запас A_N должен учитывать неопределенность характеристик, погрешности выравнивания и эффекты старения. Величины запасов основываются на существующих рекомендациях, опыте или дополнительных аналитических исследованиях. Они могут меняться в процессе проектирования системы, кроме тех редких случаев, когда все факторы известны настолько, что расчетные характеристики точно удовлетворяют требуемым. Вообще говоря, система проектируется так, чтобы расчетный тепловой шум W_{n0} был меньшим по сравнению с допустимым в системе, W_{NS}, по крайней мере, на величину запаса A_N.

В качестве примера использования ур-ния (9.1) рассмотрим систему из 100 промежуточных усилителей, разделенных участками кабеля с затуханием каждого участка 44 дБ на некоторой заданной частоте. Допустим, что усилители могут работать с выходным уровнем передачи не выше — 10 дБ (т. е. $C = 10$ дБ) из соображений допустимой перегрузки. Положим далее, что запас по шуму не предусмотрен и что увеличение шума относительно точки нулевого уровня не превышает 40 dBrnc0. Определим при этом максимально допустимый коэффициент шума промежуточных усилителей.

Уравнение (9.1) показывает, что коэффициент шума можно увеличивать пропорционально уменьшению C в дБ ($N_R = -139 + N_F$), т. е. при передаче сигнала на наивысшем возможном уровне допустим наивысший коэффициент шума. В данном примере это означает $C = 10$ дБ. Подставляя данные в ур-ние (9.1), найдем $-139 + N_F + 44 + 10\log 100 + 10 + 88 \leqslant 40$ или $N_F \leqslant 17$ дБ.

При проектировании обычно следует предусматривать некоторый запас. Если в системе может иметь место погрешность выравнивания, то номинальные уровни передачи усилителей необходимо снизить, увеличивая C, чтобы избежать их перегрузки при положительной погрешности выравнивания (т. е. когда амплитуда сигнала оказывается больше амплитуды сигнала при идеальном выравнивании). Система должна удовлетворять требованиям по шуму также и при отрицательной ошибке выравнивания. Наконец, может иметь место некоторое ухудшение коэффициента шума со временем. Максимально допустимый коэффициент шума 17 дБ, вычисленный ранее, следует уменьшить, учитывая рассмотренные факторы.

Из ур-ния (9.1) вытекает ряд других интересных соотношений. Например, снижая коэффициент шума усилителей на некоторое количество децибел, можно уменьшить шум системы на столько же децибел. Аналогично, если каким-то образом можно уменьшить C, в такой же мере снизится тепловой шум в системе в точке с нулевым уровнем. Если протяженность системы удвоить, слагаемое $10\log n$ показывает, что шум в системе возрастет на 3 дБ. Можно также проследить влияние изменения длины усилительного участка. Положим в предыдущем примере, что длина усилительного участка уменьшена в 2 раза. Величина G_R при этом уменьшается на 22 дБ, а слагаемое $10\log n$ при фиксированной протяженности системы увеличивается на 3 дБ. В итоге шум в системе снижается на 19 дБ (при прежних значениях C и коэффициента шума усилителей), что позволяет уменьшить на 19 дБ допустимую загрузку усилителей (при тех же значениях коэффициента шума и общего шума системы) или увеличить коэффициент шума усилителей на 19 дБ (при прежнем общем уровне шума системы и выходном уровне передачи C).

В качестве еще одного интересного примера проанализируем влияние изменения диаметра кабеля. Этот случай часто рассматривается при проектировании систем на подводных кабелях. Положим, что усиление промежуточных усилителей равно 44 дБ и что диаметр кабеля увеличивается на 25%. Так как затухание кабеля примерно обратно пропорционально его диаметру, то затухание на усилительном участке будет равно $[1/(1+0{,}25)]\cdot 44 = 35$ дБ. Это соответствует уменьшению G_R на 9 дБ и, следовательно, такому же выигрышу по шуму.

9.2. ДОПУСТИМАЯ ЗАГРУЗКА

В гл. 6 был проведен расчет общей мощности многоканального сообщения, где показано, что эту мощность можно выразить через мощность некоторого синусоидального сигнала:

$$P_s = V_0 + 0{,}115\sigma^2 + 10\log N\tau_L - 1{,}4 + \Delta_c \text{ [дБм]},$$

где все члены правой части, кроме последнего, определяют среднюю мощность многоканальной речевой нагрузки в точке нуле-

вого уровня. Член P_S определяется как мощность эквивалентного синусоидального сигнала, допустимого в точке нулевого уровня, при статистической структуре сообщения, принятой при выводе коэффициента многоканальной нагрузки Δ_c. Интерес в первую очередь представляет соответствующая допустимая загрузка P_R промежуточных усилителей, уровень на выходе которых, вообще говоря, не соответствует уровню в точке нулевого уровня передачи. Это максимальная мощность синусоидального сигнала, которую усилитель должен допускать на своем выходе без перегрузки.

Перегрузка может быть обусловлена несколькими факторами, один из которых в некоторой данной системе обычно является главенствующим. К ним относятся чрезмерное сжатие или расширение динамического диапазона, ухудшение коэффициентов нелинейных искажений или повреждение усилителя. Условие равенства мощностей широкополосного сигнала P_S и синусоидального сигнала требует, чтобы перегрузка не зависела от частоты. Именно это соображение, упомянутое ранее, определяет выбор эталонной точки в усилителе, используемой для определения C. Здесь снова будем предполагать, что эталонной точкой является выход промежуточного усилителя. Согласно этому нужно, чтобы допустимая на выходе усилителя мощность в точке нулевого уровня была, по крайней мере, равной P_S, т. е. $P_R + C \geqslant P_S$. Как и при анализе теплового шума, различные неопределенности и отклонения от идеальных условий обусловливают необходимость некоторого запаса A_p для предотвращения перегрузки. Тогда

$$P_R + C - A_P \geqslant P_S . \tag{9.2}$$

Это второе уравнение для системы. На основе ур-ний (9.1) и (9.2) можно проектировать системы с ограничением перегрузки тепловым шумом (см. гл. 8). Анализ таких систем предполагает, что нелинейный шум, обусловленный нелинейностью промежуточных усилителей, пренебрежимо мал по сравнению с тепловым шумом. В большинстве практических случаев необходимо проводить, по крайней мере, грубые расчеты по методике, рассматриваемой далее в § 9.7, чтобы убедиться в справедливости предположения о факторе ограничения перегрузки.

9.3. СИСТЕМЫ С ОГРАНИЧЕНИЕМ ПЕРЕГРУЗКИ ТЕПЛОВЫМ ШУМОМ

Для анализа этих систем используем ур-ния (9.1) и (9.2), которые для удобства запишем вновь:

$$N_R + G_R + 10\log n + C + 88 + A_N \leqslant W_{NS},$$

$$P_R + C - A_P \geqslant P_S .$$

Общее затухание кабеля L_S на некоторой частоте, обычно соответствующей верхнему каналу на данном этапе проектирования,

должно компенсироваться усилением n промежуточных усилителей, т. е.

$$L_S = nG_R \text{ [дБ]},$$

$$G_R = L_S/n \text{ [дБ]}. \tag{9.3}$$

Объединяя ур-ния (9.3) и (9.1) и исключая G_R, находим

$$N_R + \frac{L_S}{n} + 10\log n + C + A_N + 88 \leqslant W_{NS}. \tag{9.4}$$

Решая ур-ния (9.2) и (9.4) относительно C, получаем

$$C \geqslant P_S - P_R + A_P, \tag{9.5}$$

$$C \leqslant W_{NS} - N_R - \frac{L_S}{n} - 10\log n - A_n - 88. \tag{9.6}$$

Объединим последние два уравнения и исключим C. В результате

$$\frac{L_S}{n} + 10\log n \leqslant W_{NS} - N_R - (A_N + A_P) - (P_S - P_R) - 88. \tag{9.7}$$

Соотношение (9.7) указывает на основную связь некоторых параметров, которая должна сохраняться при проектировании систем с ограниченной перегрузкой. Какие из параметров известны, а какие нет зависит от применения этого уравнения. Например, часто задана передающая среда для системы. Это может быть связано с задачей повышения эффективности использования существующего кабеля связи, если разработка нового кабеля нецелесообразна по экономическим соображениям. Так или иначе, затухание кабеля на единицу длины часто при проектировании не является величиной переменной, и L_S есть функция только частоты и длины линии связи. Задача достижения требуемых характеристик обычно наиболее сложна на высших частотах полосы, где затухание кабеля максимально, и на ранних стадиях проектирования принято концентрировать основное внимание на верхних каналах. В результате, если верхний канал будет удовлетворять требованиям по тепловому шуму при одних и тех же уровнях передачи и коэффициентах шума усилителей на всех частотах, то в нижних каналах требования будут выполняться с запасом. Предыскажение уровня сигнала, которое будет рассмотрено далее, обеспечивает улучшение характеристик верхних каналов за счет использования излишнего запаса по характеристикам нижних каналов.

Число промежуточных усилителей n является параметром, который приходится определять наиболее часто. В этой связи нужно заметить, что левая часть неравенства (9.7) имеет минимум. Это означает возможность того, что ни при каком n это условие удовлетворяться не будет. В таких случаях нельзя создавать систему с заданными требованиями.

Требование к системе по тепловому шуму W_{NS} представляет обычно известную функцию дальности связи, которая остается одной и той же для всех каналов. Оно основывается на некоторой

общей методике Белл Систем, обеспечивающей определенное качество обслуживания. В зависимости от того, как предполагается использовать промежуточный усилитель, его параметры N_R и P_R могут быть оценены и заданы разработчику как требования, либо они могут приниматься как предельно достижимые параметры промежуточного усилителя. Так как статистические свойства речевой нагрузки обычно заданы, P_S будет определять допустимую загрузку, требуемую при заданной полосе. Коэффициенты запаса A_N и A_P будут отражать влияние неопределенностей, погрешностей выравнивания и таких факторов повышения качества передачи, как предыскажение уровня сигнала. Какие из этих факторов заданы, а какие надлежит установить в процессе проектирования зависит от конкретных условий проектирования той или иной системы. Дальнейшее пояснение использования соотношения (9.7) при проектировании проведем на некоторых примерах.

Примеры проектирования систем. Рассмотрим систему небольшой протяженности, которая должна иметь емкость 600 телефонных каналов при использовании промежуточных усилителей с уровнем допустимой загрузки +10 дБм. Предположим, что ограничение перегрузки в системе определяется тепловым шумом. Обычно на начальной стадии проектирования это неизвестно. В системе используем кабель с затуханием на частоте верхнего канала 3 дБм на милю. Дальность связи примем равной 250 миль. На основе экспериментов и данных существующих промежуточных усилителей примем, что достижимый коэффициент шума равен 8 дБ. Допустим также запас 3 дБ как по шуму, так и по допустимой загрузке. Из рис. 1.6 шум в системе должен быть равен 34 dBrnC0.

Рассчитываем вначале P_S:

$$P_S = V_0 + 0{,}115\sigma^2 - 1{,}4 + 10\log \tau_L N + \Delta_C.$$

Для $V_0 = -12{,}5vu$ $\sigma = 5$, $\tau_L = 0{,}25$ и $N = 600$,

$\Delta_C \cong 12$ и $P_S \cong 23$ дБм.

Также

$$L_S = (250 \text{ миль}) \cdot (3 \text{ дБ на милю}) = 750 \text{ дБ}.$$

Подставляя известные величины в соотношение (9.7), находим

$$\frac{750}{n} + 10\log n \leqslant 34 - (-139 + 8) - (3 + 3) - (23 - 10) - 88$$

или

$$\frac{750}{n} + 10\log n \leqslant 58.$$

Этому неравенству удовлетворяет наименьшее целое число $n = 17$. Поэтому длина усилительного участка будет равна $250/17 = 14{,}7$ мили, а коэффициент усиления промежуточных усилителей соответственно должен быть равен $750/17 = 44{,}1$ дБ. Уровень пере-

дачи устанавливается расчетом C из ур-ний (9.1) или (9.2) с учетом того, что могут получиться несколько различные результаты, так как используется общее значение n. Из ур-ния (9.2)

$$C = P_S - P_R + A_P = 23 - 10 + 3 = 16 \text{ дБ}.$$

Таким образом, на выходе усилителей устанавливается уровень —16 дБ. Основные характеристики системы выглядят следующим образом:

— емкость 600 каналов;

— длина усилительного участка 14,7 мили;

— начальный шум в системе с учетом запаса 3 дБ по отношению к допустимому 31 dBrnc0;

— коэффициент шума промежуточных усилителей — 8 дБ;

— нагрузка усилителей 7 дБм, с учетом запаса по перегрузке 3 дБ;

— уровень на выходе промежуточных усилителей — 16 дБ;

— усиление промежуточных усилителей в верхнем канале 44,1 дБ.

Представляется интересным определение эффективности увеличения емкости системы на 50% — до 900 каналов. В выражении для P_S слагаемое $10 \log \tau_L N$ возрастет при этом на 1,8 дБ, а Δ_C уменьшится на 0,4 дБ. Следовательно, P_S увеличится на 1,4 дБ. Если принять, что затухание кабеля пропорционально корню квадратному из частоты, то на новой верхней частоте оно будет равно $L_S = 750\sqrt{1,5} = 917$ дБ. Предполагаем, что коэффициенты шума усилителей и допустимая загрузка остаются прежними. Величины запасов также оставляем неизменными. Тогда $\frac{917}{n} + 10 \log n \leqslant 56,6$, откуда $n = 22$, $G_R = 41,7$ дБ. Длина усилительного участка $l_{\text{уу}} = 11,4$ мили, $C = P_S - P_R + A_P$.

Так как P_R и A_P предполагаются неизменными, величина C возрастет на 1,4 дБ благодаря увеличению P_S. Из этого следует, что при увеличении полосы передачи длину усилительного участка следует уменьшить, так что усиление промежуточных усилителей можно несколько снизить. Расширение полосы ведет также к необходимости работы усилителей с меньшим уровнем передачи, что следует из увеличения C. Эти эффекты выражены более сильно при учете нелинейного шума и расширения полосы промежуточных усилителей.

С другой стороны, используя ур-ние (9.7), можно найти область значений параметров промежуточных усилителей N_F и P_R, которые можно принять при длине усилительного участка 20 миль. Может оказаться, например, что при такой длине можно получить лучшие значения этих параметров. Это имеет смысл использовать на дальнейших этапах проектирования. Оставляя другие параметры неизменными, из ур-ния (9.7) находим $P_R - N_F \geqslant 12,8$.

Таким образом, любое сочетание значений коэффициента шума усилителей (в децибелах) и допустимой загрузки (в децибелах относительно мощности), для которого это соотношение сохра-

няется, позволяет обеспечить длину усилительного участка 20 миль при удовлетворительных шумовых характеристиках. Для заданного первоначально коэффициента шума 8 дБ требуемая величина P_R теперь составит 21 дБм. Это на 11 дБ выше, чем при длине усилительного участка 14,7 мили в первой части рассматриваемого примера. Обусловлено это увеличением затухания кабеля и эффектом снижения числа промежуточных усилителей (источников шума).

9.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Природа и характер нелинейностей в аналоговых системах подробно рассмотрены в гл. 7. Здесь мы проанализируем влияние нелинейности промежуточных усилителей на построение системы. Отклонения характеристик промежуточных усилителей от идеальных в соответствии со стандартами обычно очень малы. Однако, когда сигнал проходит через большое число последовательных усилителей, нелинейные искажения могут накапливаться и достигать значительной величины. В результате возникает нелинейный шум, характер которого при большом числе каналов сходен с белым шумом. По этой причине может оказаться необходимым налагать чрезвычайно жесткие требования на линейность промежуточных усилителей. Например, в системах дальней связи большой емкости допустимые искажения по третьей гармонике на выходе усилителя по отношению к мощности основного сигнала 1 мВт могут быть порядка $10^{-10} \div 10^{-13}$ мВт. Такую степень линейности усилителей обеспечить обычно трудно, но с точки зрения системы первоочередной интерес представляют именно нелинейные искажения.

НАКОПЛЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО ШУМА

Рассмотрим участок линии, содержащей два соединенных последовательно усилителя (рис. 9.4). Представляет интерес, каким образом нелинейные искажения, возникающие в одном усилителе,

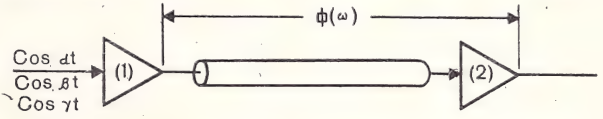


Рис. 9.4. Участок линии с промежуточными усилителями

взаимодействуют с искажениями в последующих усилителях. Секция линии вместе с любым усилителем будет иметь фазовую характеристику, аналогичную изображенной на рис. 9.5, согласно которой фазовый сдвиг равен

$$\Phi(\omega) = m\omega + b.$$

Предположение, что фазовый сдвиг меняется линейно с частотой, эквивалентно отсутствию фазовых искажений. В расчете об-

щих нелинейных искажений это, по-видимому, является хорошим приближением для большинства коаксиальных систем большой протяженности [1]. Это не означает, что фазо-частотную характери-

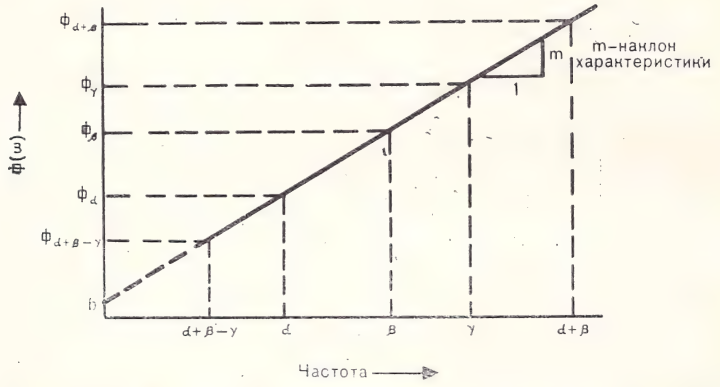


Рис. 9.5. Идеальная фазо-частотная характеристика участка линии

стику можно не выравнивать при передаче, например, высокоскоростных цифровых сигналов или видеосигналов, которые весьма чувствительны даже к малым фазовым искажениям.

Чтобы определить, каким образом различные комбинационные продукты, образуемые одним промежуточным усилителем, взаимодействуют с продуктами, образуемыми последующими усилителями, удобно сравнить фазы продуктов, возникающих в первом и втором усилителях. Если на входе 1-го усилителя основные сигналы пропорциональны $\cos \alpha t$ и $\cos \beta t$, то на его выходе среди других продуктов будет продукт, пропорциональный $\cos(\alpha+\beta)t$ из-за нелинейности 2-го порядка. Согласно рис. 9.5 фазы основных сигналов, прошедших на выход 2-го усилителя, будут сдвинуты на φ_α и φ_β, в то время как фаза комбинационного продукта сдвинется на $\varphi_{\alpha+\beta}$. Основные сигналы, приходящие на второй усилитель, пропорциональны $\cos(\alpha t+\varphi_\alpha)$ и $\cos(\beta t+\varphi_\beta)$. Они вызывают во втором усилителе продукт типа $\alpha+\beta$, пропорциональный $\cos[(\alpha+\beta)t+\varphi_\alpha+\varphi_\beta]$. На выходе второго усилителя продукт типа $\alpha+\beta$, образуемый первым усилителем, пропорционален $\cos[(\alpha+\beta)t+\varphi_{\alpha+\beta}]$. Характер взаимодействия этих продуктов зависит от соотношения между $\varphi_{\alpha+\beta}$ и $\varphi_\alpha+\varphi_\beta$. Из рис. 9.5

$$\varphi_\alpha = m\alpha + b; \quad \varphi_\beta = m\beta + b,$$

[1] Направляющие фильтры, необходимые в электрически четырехпроводной системе, все же вносят заметные фазовые искажения. Это дает основание считать, что данные расчетов нелинейных искажений, сделанных в предположении линейности фазо-частотной характеристики, представляются несколько оптимистичными.

так что

$$\Phi_\alpha + \Phi_\beta = m(\alpha + \beta) + 2b,$$

и, наконец,

$$\Phi_{\alpha+\beta} = m(\alpha + \beta) + b.$$

Разность фаз продуктов, возникающих в последующих усилителях, по-видимому, равна b. Становится ясно, что эти два продукта складываются, если b кратно 2π. С другой стороны, они компенсируются, если b является нечетным множителем π. При других значениях b получаются промежуточные значения.

В действительности же положение не столь ясно, как на этой аналитической модели. Обычно в широкой полосе фазо-частотная характеристика имеет некоторую кривизну. Как показано на рис. 9.6, это приводит к тому, что b зависит от частоты. Кроме

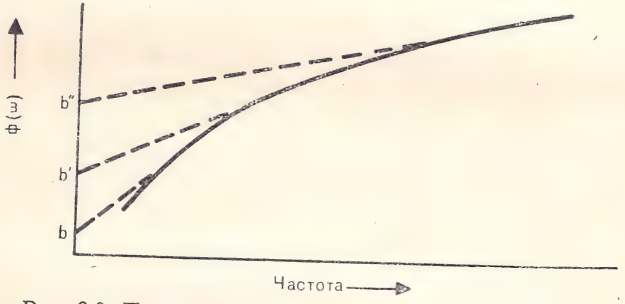


Рис. 9.6. Пример реальной фазо-частотной характеристики усилительного участка

того, коэффициент усиления и фаза одного усилителя и соответствующего ему участка кабеля не будут математически идентичными всем другим. В результате, если в некоторой системе измерить продукт типа $\alpha+\beta$ при изменении частоты одного из основ-

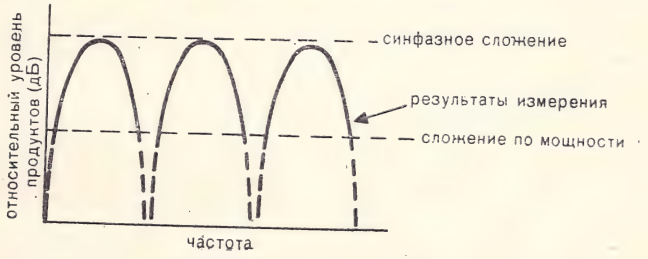


Рис. 9.7. Возможный характер сложения продуктов 2-го порядка

ных сигналов, то получим характеристику, подобную изображенной на рис. 9.7. Если в результате расчета необходимо определить одночастотную помеху, возникающую из-за нелинейных искаже-

ний дискретных частот (например, контрольных частот), то надо знать довольно точно характеристики передачи каждого промежуточного усилителя. Однако в действительности задача расчета в данной главе состоит в оценке нелинейного шума, обусловленного нелинейными шумами многих каналов. В этом случае общая помеха, приходящаяся на один некоторый канал, будет обусловлена многими комбинационными продуктами основных сигналов, имеющихся в разных точках полосы системы. Эти продукты будут характеризоваться меняющейся степенью взаимного усиления или компенсации. Общая помеха от большого числа каналов будет иметь в среднем тенденцию к накоплению от усилителя к усилителю. В таких системах обычно приемлемо предположение о случайном фазовом сложении комбинационных продуктов. Будем поэтому предполагать, что продукты типов $\alpha+\beta$ и $\alpha-\beta$ накапливаются от усилителя к усилителю случайным образом, а это эквивалентно сложению по мощности.

Теперь на основе идеализированной модели рассмотрим искажения типа $\alpha+\beta-\gamma$. На выходе первого усилителя сигналы будут пропорциональны $\cos \alpha t$, $\cos \beta t$, $\cos \gamma t$ и $\cos(\alpha+\beta-\gamma)t$. Все они будут проходить на выход второго усилителя. Фазовые сдвиги их соответственно будут φ_α, φ_β, φ_γ и $\varphi_{\alpha+\beta-\gamma}$. Возникающий во втором усилителе продукт частоты $\alpha+\beta-\gamma$ пропорционален $\cos[(\alpha+\beta-\gamma)t+\varphi_\alpha+\varphi_\beta-\varphi_\gamma]$, в то время как продукт от первого усилителя на выходе второго будет пропорционален $\cos[(\alpha+\beta-\gamma)t+\varphi_{\alpha+\beta-\gamma}]$. И опять процесс накопления искажений характеризуется соотношением между $\varphi_{\alpha+\beta-\gamma}$ и $\varphi_\alpha+\varphi_\beta-\varphi_\gamma$. Из рис. 9.5 $\varphi_\alpha=m\alpha+b$; $\varphi_\beta=m\beta+b$; $\varphi_\gamma=m\gamma+b$. Следовательно,

$$\varphi_\alpha+\varphi_\beta-\varphi_\gamma=m(\alpha+\beta-\gamma)+b.$$

Наконец,

$$\varphi_{\alpha+\beta-\gamma}=m(\alpha+\beta-\gamma)+b,$$

что идентично с $\varphi_\alpha+\varphi_\beta-\varphi_\gamma$ вне зависимости от величины b. В результате продукты типа $\alpha+\beta-\gamma$ будут складываться в фазе при любом значении b, в противоположность предыдущему случаю сложения продуктов типа $\alpha+\beta$. Следовательно, при линейной фазочастотной характеристике, которая часто необходима с других точек зрения, имеет место нежелательный эффект синфазного сложения комбинационных продуктов 3-го порядка типа $\alpha+\beta-\gamma$. Как отмечалось ранее, реальная система не совпадает с этой идеальной моделью. Однако в противоположность продуктам типа $\alpha+\beta$ продукты типа $\alpha+\beta-\gamma$ имеют форму, при которой влияющий и подверженный влиянию каналы могут работать в одной и той же части полосы. Таким образом, даже при нелинейной характеристике группового времени замедления может иметь место сложение, близкое к синфазному, пока реальная характеристика довольно близко аппроксимируется кусочно-линейной функцией. Следовательно, предположение о синфазном сложении, вытекающее из

идеализированной модели, дает результаты, не намного отличающиеся от результатов измерений на реальных системах.

Можно теперь подытожить рассмотрение процесса накопления нелинейных искажений. Возможные продукты нелинейных искажений вплоть до 3-го порядка можно выразить как $k_a\alpha + k_b\beta + k_c\gamma$, где $k_x = 0, \pm 1, \pm 2$ или ± 3, удовлетворяющие условию $|k_a| + |k_b| + |k_c| \leqslant 3$.

Продукты будут накапливаться синфазно (по напряжению), когда $k_a + k_b + k_c = 1$. В остальных случаях имеет место сложение по мощности. Следовательно, сложение по мощности предполагается для 2α, 3α, $\alpha+\beta$, $2\alpha+\beta$, $\alpha+\beta+\gamma$, $\alpha-\beta-\gamma$, а синфазное сложение для $\alpha+\beta-\gamma$ и $2\alpha-\beta$. Член, определяющий накопление искажений в усилителях по мощности, будет равен $10 \log n$, а при накоплении по напряжению — соответственно $20 \log n$.

ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМЕ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ШУМА

В гл. 7 были вычислены коэффициенты M_2 и M_3, определяющие мощности 2-й и 3-й гармоник, соответствующих мощности 0 дБм сигнала основной частоты. Это предполагает, что характеристики нелинейности в достаточной мере описываются квадратичным и кубичным членами, добавляемыми к линейному члену, представляющему требуемое усиление. На основе этой модели в виде степенного ряда было показано, что на каждый децибел изменения уровня сигнала основной частоты уровни 2-й и 3-й гармоник изменяются соответственно на 2 и 3 дБ. Представляя эту модель в виде степенного ряда, можно также предсказать поведение характеристики нелинейности независимо от частоты. Известно, по крайней мере, приближенно, что уровень гармоник на выходе усилителя уменьшается пропорционально величине отрицательной обратной связи на частоте гармоники. Так как обратная связь может быть частотнозависимой, коэффициент M будет также иметь тенденцию к зависимости от частоты гармоники, но не от основной частоты (например, основные частоты 1 и 3 МГц дают такую же мощность на 4 МГц, как и основные часто́ты 1,9 и 2,1 МГц).

Другим следствием рассматриваемой модели являются простые соотношения между коэффициентами гармоник и коэффициентами суммарных и разностных продуктов:

$$M_{\alpha\pm\beta} = M_{2\alpha} + 6, \quad M_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} = M_{3\alpha} + 15{,}6, \quad M_{2\alpha\pm\beta} = M_{3\alpha} + 9{,}6 \text{ и т.д.}$$

Следовательно, по крайней мере, в пределах применимости модели можно найти величины всех нелинейных продуктов, если известны характеристики нелинейности усилителя.

Следующим этапом вывода уравнений системы применительно к нелинейным искажениям является определение коэффициентов нелинейных продуктов для всей системы в целом, аналогичных коэффициентам M отдельных усилителей.

Из рис. 9.8 видно, что сигналу с уровнем 0 дБм0 на выходе каждого усилителя соответствует $-C$ [дБм]. По определению 0 дБм основной частоты на выходе усилителя дает M_2 [дБм] 2-й гармоники и M_3 [дБм] 3-й гармоники. Следовательно, на основе модели в виде степенного ряда $-C$ [дБм] основной частоты дают (M_2—$2C$) [дБм] 2-й гармоники и (M_3—$3C$) [дБм] 3-й гармоники на выходе усилителя. Эти продукты усиливаются на C [дБ] между выходом усилителя и точкой нулевого уровня; следовательно, мощность гармоник в точке нулевого уровня, образуемых в одном усилителе сигналом основной частоты с уровнем 0 дБм0, будет (M_2—C) [дБм] и (M_3—$2C$) [дБм].

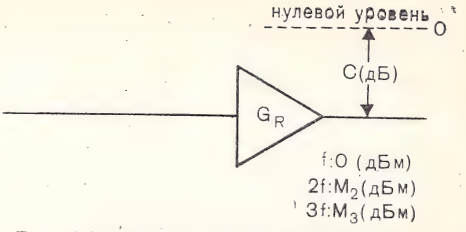


Рис. 9.8. Соотношение уровней основной частоты и комбинационных продуктов на выходе промежуточного усилителя

Далее рассчитываются продукты искажений на выходе системы с учетом большого числа усилителей для точки нулевого уровня. Для этого используем полученные ранее результаты накопления различных комбинационных продуктов от усилителя к усилителю. В гл. 7 H_x определяет отнесенную к точке нулевого уровня мощность продуктов типа x, возникающих на выходе системы с уровнем 0 дБм0 при воздействии ранее основной частоты. Следовательно, для продуктов 2-го порядка

$$H_x = M_x - C + 10\log n \text{ [дБм 0]}.$$

Для продуктов 3-го порядка при сложении по мощности

$$H_x = M_x - 2C + 10\log n \text{ [дБм 0]}$$

и при сложении по напряжению

$$H_x = M_x - 2C + 20\log n \text{ [дБм 0]}.$$

Наконец, для остальных представляющих интерес комбинационных продуктов:

$$H_{\alpha\pm\beta} = H_{2\alpha} + 6 = M_2 - C + 10\log n + 6 \text{ [дБм 0]},$$

$$H_{2\alpha+\beta} = H_{3\alpha} + 9{,}6 = M_3 - 2C + 10\log n + 9{,}6 \text{ [дБм 0]},$$

$$H_{2\alpha-\beta} = M_3 - 2C + 20\log n + 9{,}6 \text{ [дБм 0]},$$

$$H_{\alpha+\beta-\gamma} = M_3 - 2C + 20\log n + 15{,}6. \text{ [дБм 0]}.$$

Теперь для нелинейных искажений в системе можно вывести некоторые соотношения, аналогичные полученным при рассмотрении систем с ограничением перегрузки тепловым шумом. Эти уравнения позволяют анализировать общий случай, когда заранее неизвестно, что ограничивает перегрузку системы: тепловой шум или нелинейный.

Далее показано, что увеличение шума, вызываемое многоканальным речевым сигналом, можно связать с коэффициентами

K_2 и K_3, выведенными для случая загрузки синусоидальным сигналом одной частоты, следующим образом:

$$W_2 = M_2 - C + 10\log n + K_2 \text{ [dBrnc 0]}, \tag{9.8}$$

$$W_3 = M_3 - 2C + 20\log n + K_3 \text{ [dBrnc 0]}, \tag{9.9}$$

где W_2 и W_3 — шум системы, обусловленный совокупностью всех продуктов 2-го и 3-го порядка соответственно. Член $20\log n$ в уравнении (9.9) показывает, что продукты 3-го порядка складываются по напряжению. Член K_x зависит от статистических свойств речевого сигнала и загрузки системы. Обозначая требования к системе по нелинейному шуму 2-го и 3-го порядка как W_{2S} и W_{3S} и учитывая запас A_2 и A_3, получаем

$$M_2 - C + 10\log n + K_2 + A_2 \leqslant W_{2S}, \tag{9.10}$$

$$M_3 - 2C + 20\log n + K_3 + A_3 \leqslant W_{3S}. \tag{9.11}$$

Эти основные уравнения системы для расчетов нелинейного шума 2-го и 3-го порядка аналогичны ур-ниям (9.1) и (9.2). Вообще говоря, W_2, K_2 и M_2 являются функциями частоты, так что различные каналы данной системы будут характеризоваться разным уровнем шума. Как упоминалось при рассмотрении теплового шума, введение предыскажения позволяет сделать уровень шума во всех каналах примерно одинаковым. Методика проектирования новой системы состоит в расчете нелинейного шума в верхнем канале при плоском уровне (C=const) с учетом эффекта предыскажения сигнала и принятых коэффициентов запаса по параметрам. Когда система связи будет полностью определена, можно будет использовать ур-ния (9.2) для выбора оптимального предыскажения сигнала и расчета ожидаемых характеристик системы как функций частоты.

Справедливость применения этих уравнений для системы зависит от того, насколько хорошо коэффициенты M описывают нелинейность характеристик усилителей. Точность, с которой эти коэффициенты (и модель в виде степенного ряда) представляют действительную картину нелинейности, в каждом случае зависит от различных факторов. Одним из важнейших является условие, что нелинейный шум должен определяться каким-либо одним доминирующим источником, а члены высших порядков в степенном ряду должны быть пренебрежимо малыми. Если должно удовлетворяться предположение о том, что мощность комбинационных продуктов зависит только от частоты гармоник и не зависит от основной частоты, следует тщательно выбрать эталонную точку в усилителе, к которой следует относить мощности сигнала основной частоты и гармоник. Вообще удобно выбрать точку, где действительно наблюдаются нелинейные искажения, или другое место, которое по уровню передачи отличается от этой точки на величину, постоянную на всех частотах. Следуя этому, нужно будет снова связать выбранную эталонную точку с нулевым уровнем передачи, причем желательно сделать разницу уровней равной C. Тогда

можно считать, что эталонная точка, в качестве которой ранее был выбран выход усилителя, будет удобной и для определения коэффициентов M.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ПРИ РЕЧЕВОЙ НАГРУЗКЕ

До сих пор мы выводили соотношения для системы, не рассматривая характер передаваемых сигналов. Для связи коэффициентов искажений по гармоникам M_2 и M_3 с шумом, вызываемым многоканальной нагрузкой, использовались коэффициенты K_2 и K_3. В данном случае в качестве нагрузки будем рассматривать многоканальный речевой сигнал, обладающий свойствами, описанными в гл. 7. Связь между помехами из-за нелинейных искажений при многоканальной речевой нагрузке коэффициентами M_2 и M_3 при одночастотной нагрузке также была установлена в гл. 7. Перепишем из гл. 7 для удобства соотношение (7.27):

$$W_x = H_x + \eta_x V_0 + 0{,}115\lambda_x\sigma^2 + 10\log N_{xt}\tau^{\mu_x} -$$
$$-(1{,}4\eta_x + C_{w_x}) + 88\ [\text{dBrnc 0}].$$

Это соотношение определяет увеличение шума в точке нулевого уровня, обусловленное только продуктами типа x; ур-ния (9.8) и (9.9) определяют соответственно *общий* шум 2-го и 3-го порядков. В случаях, когда важны только искажения 2-го порядка типа $\alpha+\beta$

$$W_{\alpha+\beta} = W_2 = H_{\alpha+\beta} + \eta_{\alpha+\beta}V_0 + 0{,}115\lambda_{\alpha+\beta}\sigma_0^2 +$$
$$+ 10\log N(\alpha+\beta)t\ \tau^{\mu_{\alpha+\beta}} + 88 - (1{,}4\eta_{\alpha+\beta} + C_{w\alpha+\beta}).$$

Так как $H_{\alpha+\beta} = H_{2\alpha} + 6$, а ур-ние (9.8) определяет $W_2 = H_{2\alpha} + K_2$, то

$$K_2 = K_{\alpha+\beta} = \eta_{\alpha+\beta}V_0 + 0{,}115\lambda_{\alpha+\beta}\sigma^2 + 10\log N_{(\alpha+\beta)t}\ \tau^{\mu_{\alpha+\beta}} + 88 -$$
$$-(1{,}4\eta_{\alpha+\beta} + C_{w\alpha+\beta}) + 6.$$

Если интересующий нас канал подвержен сильным искажениям как от продуктов типа $\alpha+\beta$, так и типа $\alpha-\beta$, что не имеет места в верхнем канале, то

$$K_2 = K_{\alpha+\beta}\ «+»\ K_{\alpha-\beta}.$$

При искажениях 3-го порядка вероятно нужно будет рассматривать только продукты типа $2\alpha-\beta$, $\alpha+\beta-\gamma$, складывающиеся по напряжению. Согласно этому

$$K_3 = K_{2\alpha-\beta}\ «+»\ K_{\alpha+\beta-\gamma},$$

где

$$K_{2\alpha-\beta} = \eta_{2\alpha-\beta}V_0 + 0{,}115\lambda_{2\alpha-\beta}\sigma^2 + 10\log N_{(2\alpha-\beta)t}\tau^{\mu_{(2\alpha-\beta)}} +$$
$$+ 88 - (1{,}4\eta_{2\alpha-\beta} + C_{w_{2\alpha-\beta}}) + 9{,}6;$$

$$K_{\alpha+\beta-\gamma} = \eta_{\alpha+\beta-\gamma}V_0 + 0{,}115\lambda_{\alpha+\beta-\gamma}\sigma^2 + 10\log N_{(\alpha+\beta-\gamma)t}\tau^{\mu_{(\alpha+\beta-\gamma)}} +$$
$$+ 88 - (1{,}4\eta_{\alpha+\beta-\gamma} + C_{w_{\alpha+\beta-\gamma}}) + 15{,}6.$$

В ур-нии (7.27) x означает величину любого продукта типа $\alpha+\beta$ или $2\alpha-\beta$. Члены V_0, σ и τ характеризуются статистическими свойствами речевого сигнала, а C_{w_x}, λ_x, η_x и μ_x зависят только от x. Член N_{xt} определяет общее число продуктов типа x, которые возникают в пределах полосы сигнала и могут попасть в канал на интересующей нас линейной частоте. Эта величина зависит как от x, так и от линейной частоты. Как упоминалось ранее, на предварительной стадии проектирования обычно рассматривается частота верхнего канала. Член $N_{xt}\tau^{\mu x}$ представляет среднее число комбинационных продуктов. Метод умножения мощности одного продукта на среднее число продуктов справедлив только при одинаковой мощности всех продуктов данного типа, попадающих на некоторую данную частоту. Это условие удовлетворяется, если C не зависит от частоты, а M_2 и M_3 определены в месте, где они не зависят от основных частот. В этих предположениях можно оценить величину K_x для каждого типа комбинационных продуктов.

На начальных стадиях проектирования системы задаются только общие требования по шуму. Далее мы рассмотрим распределение общего шума между возможными источниками теплового шума W_{NS} и нелинейного шума 2-го и 3-го порядков W_{2S} и W_{3S}.

9.5. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ОБЩЕГО ШУМА СИСТЕМЫ МЕЖДУ ВОЗМОЖНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ

В системе, где наиболее важен только один из источников шума, естественно отнести общие требования по шуму W_{TS} к этому источнику; однако в системе может быть несколько таких источников. Это можно определить пробными решениями уравнений системы для нелинейного шума после этапа предварительного проектирования, основанного только на требованиях по тепловому шуму и перегрузке. В таких случаях важно распределить общий шум по отдельным источникам таким образом, чтобы оптимизировать общую характеристику системы при определенных характеристиках промежуточных усилителей и заданной длине усилительного участка. Оптимальное распределение будет зависеть от относительной важности источников теплового и нелинейного шумов и от того, какой из видов нелинейного шума преобладает — 2-го или 3-го порядка. Процесс оптимизации заключается в выборе наилучшего уровня передачи для данного комплекса условий. Зависимости уровней шума различного типа от уровня передачи, выраженные величиной C, показаны на рис. 9.9.

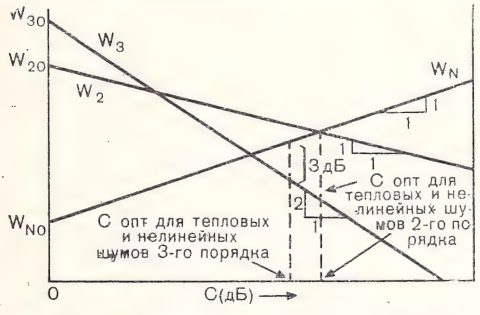


Рис. 9.9. Определение оптимального уровня C

Рассмотрим вначале случай, когда преобладают тепловой шум и нелинейный шум 2-го порядка. Обозначим общий шум в системе через

$$W_T = W_2 \text{ «+» } W_N \text{ [dBrnc 0].}$$

Определим $W_{x0} = 10 \log p_{x0}$, где индекс «0» указывает, что эта величина шума определяется соответствующим уравнением при $C = 0$. Тогда

$$W_2 = W_{20} - C = 10\log p_{20} + 10\log\left[\log^{-1}(-C/10)\right],$$

$$W_2 = 10\log p_2 = 10\log\left[p_{20}\log^{-1}(-C/10)\right].$$

Следовательно,

$$p_2 = p_{20}\log^{-1}(-C/10) = p_{20}\, e^{-\frac{(\ln 10)\, C}{10}} = p_{20}\, e^{-y},$$

где $y = (\ln 10)\, C/10$.

Аналогично, так как $W_{N0} = W_N + C$, $p_N = p_{N0} e^y$,

$$p_T = p_2 + p_N = p_{N0} e_y + p_{20} e^{-y}.$$

Чтобы найти минимум p_T относительно $y(C)$, находим производную dp_T/dy и приравниваем ее нулю. Это приводит к

$$p_{N0} e^y - p_{20} e^{-y} = 0.$$

Полученное соотношение указывает, что общий шум в системе с ограничением перегрузки тепловым шумом и нелинейным шумом 2-го порядка минимален, если уровень передачи подобран так, что уровни каждого из источников шума в точке нулевого уровня на 3 дБ ниже общего шума и равны между собой.

Аналогично можно показать, что общий шум в системе с ограничением перегрузки тепловым шумом и нелинейным шумом 3-го порядка минимален, если

$$p_{N0} e^y - 2p_{30} e^{-y} = 0.$$

Минимум общего шума достигается, следовательно, если C подобрано так, что мощность в точке нулевого уровня от источника теплового шума вдвое превышает мощность от источника нелинейного шума (т. е. $W_{3S} = W_{NS} - 3$). Это означает, что $W_{NS} = W_{TS} - 1{,}8$, а $W_{3S} = W_{TS} - 4{,}8$. Когда нелинейный шум определяется продуктами 2-го и 3-го порядков, оптимальное условие по шуму имеет вид

$$p_N = p_2 + 2p_3.$$

Однако этот случай обычно не имеет места.

Таким образом, общий шум между его источниками в зависимости от свойств системы по отношению к шуму оптимально распределен следующим образом:

Вид системы	Доля теплового шума	Доля нелинейного шума
Система с ограничением перегрузки тепловым шумом и нелинейным шумом 2-го порядка	W_{TS}—3	W_{TS}—3
Система с ограничением перегрузки тепловым шумом и нелинейным шумом 3-го порядка	W_{TS}—1,8	W_{TS}—4,8
Система с ограничением перегрузки только тепловым шумом	W_{TS}	

Параметр C выбирается так, чтобы реализовать эти распределения при заданных характеристиках промежуточных усилителей и определенной длине усилительного участка.

9.6. ОБЗОР ОСНОВНЫХ УРАВНЕНИЙ СИСТЕМЫ

Дадим краткий обзор полученных ранее соотношений и объединим их в том порядке, в каком они используются при анализе различных видов аналоговых систем.

Требование к тепловому шуму (9.1):

$$N_R + G_R + C + 10\log n + 88 + A_N \leqslant W_{NS}.$$

Условие допустимой загрузки (9.2):

$$P_R + C - A_P \geqslant P_S.$$

Требование к нелинейному шуму 2-го порядка (9.10):

$$M_2 - C + 10\log n + K_2 + A_2 \leqslant W_{2S}.$$

Требование к нелинейному шуму 3-го порядка (9.11):

$$M_3 - 2C + 20\log n + K_3 + A_3 \leqslant W_{3S}.$$

Условие согласования усиления промежуточных усилителей с затуханием кабеля (9.3):

$$L_S = nG_R; \quad G_R = L_S/n.$$

Ранее в этой главе было выведено основное *уравнение для системы с ограничением перегрузки тепловым шумом,* S1 которое следует из ур-ний (9.1), (9.2) и (9.3) при исключении C и C_R:

$$\frac{L_S}{n} + 10\log n \leqslant (W_{NS} - N_R) - (A_N + A_P) - (P_S - P_R) - 88. \qquad \text{(S1)}$$

Из ур-ний (9.1), (9.10) и (9.3) аналогично можно вывести основ-

ное *уравнение системы с ограничением перегрузки тепловым и нелинейным шумом 2-го порядка* S_2:

$$\frac{L_S}{n} + 20\log n \leqslant (W_{NS} + W_{2S}) - (N_R + M_2) - (A_N + A_2) - (88 + K_2). \quad \text{(S2)}$$

Наконец, из ур-ний (9.1), (9.11) и (9.3) следует основное *уравнение для системы с ограничением перегрузки тепловым и нелинейным шумом 3-го порядка* S_3:

$$\frac{L_S}{n} + 20\log n \leqslant (W_{NS} + W_{3S}/2) - (N_R + N_3/2) - (A_N + A_{3/2}) - (88 + K_3/2). \quad \text{(S3)}$$

Если эти уравнения использовать для определения n при некоторых заданных параметрах (полоса, общий шум, статистические свойства речевой нагрузки, коэффициенты запаса и параметры промежуточных усилителей), то обычно неизвестно заранее, какое из трех последних уравнений (S1, S2 или S3) является ограничивающим в применении к данной системе. Задача, следовательно, состоит в том, чтобы найти минимальное значение n для каждого из этих случаев. Наибольшее из этих найденных n будет определять, каким из факторов ограничения перегрузки следует руководствоваться при выборе C. При проведении этих расчетов необходимо, чтобы в соответствии с § 9.5 удовлетворялись следующие условия:

для ур-ния (S1)

$$W_{NS} = W_{TS};$$

для ур-ния (S2)

$$W_{NS} = W_{2S} = W_{TS} - 3;$$

для ур-ния (S3)

$$W_{NS} = W_{TS} - 1{,}8; \quad W_{3S} = W_{TS} - 4{,}8.$$

Если ур-ния (S2) и (S3) приводят к близким значениям n, необходимо провести новую оптимизацию и несколько увеличить n с тем, чтобы учесть доли обоих видов нелинейного шума.

При выводе результирующих уравнений системы предполагалось, что выход промежуточного усилителя является приемлемой эталонной точкой для определения C. При этом подразумевалось, что определенные здесь характеристики перегрузки, как и нелинейные продукты, отнесенные к этой точке, не зависели от частоты (хотя они могут быть функциями образующихся комбинационных частот). Даже если это справедливо для основного усилительного блока, входящего в состав промежуточного усилителя, в тех случаях, когда имеется заметная частотная зависимость затухания между выходом усилительного блока и выходом собственно промежуточного усилителя, для последнего в целом это оказывается неверным.

Интересно проследить, изменятся ли уравнения, если за эталонную точку выбрать, например, коллектор выходного транзистора, а не выход промежуточного усилителя. В этом случае C можно определять как мощность в децибелах относительно мощности в точке нулевого уровня передачи, соответствующую 1 В напряжения на коллекторе. Коэффициенты M находят по напряжению продуктов нелинейных искажений на коллекторе при условии, что напряжение основной частоты равно 1 В. Перегрузка усилителя будет зависеть от напряжения сигнала на коллекторе, при котором имеет место перегрузка выходного транзистора. Исходя из этого, можно вывести все основные уравнения системы (9.2), (9.3), (9.10) и (9.11) столь же точно, как это было сделано ранее, когда в качестве эталонной точки использовался выход промежуточного усилителя.

Однако уравнение, определяющее ограничение перегрузки тепловым шумом, должно быть изменено. Определим Q, как мощность сигнала на выходе усилителя, соответствующую напряжению в 1 В на коллекторе выходного транзистора. Отметим, что если Q является константой, то выход усилителя является столь же удобной эталонной точкой, что и коллектор, но это будет неверно, если Q зависит от частоты. Ранее было показано, что шум на выходе последнего промежуточного усилителя равен $N_R+G_R+10\log n$ [дБм]. Исходя из определения Q, для напряжения на коллекторе имеем $N_R+G_R+10\log n-Q$ [дБн]. Используя новое определение C, шум в точке нулевого уровня можно записать как $N_R-Q+G_R+C+10\log n+88$ [dBrnc0].

Сравнивая эти данные с полученными ранее результатами, можно видеть, что в этом более общем случае все уравнения будут иметь точно такую же форму, что и ранее, если определить новое эффективное значение N'_R как $N'_R=N_R-Q$. Величины P_R, M_2, M_3 и C будут представляться другими численными значениями из-за изменения своего определения. Так как такой подход необходим только в том случае если Q зависит от частоты, N'_R также будет функцией частоты, даже если N_R от частоты и не зависит. Однако N_R никогда не предполагалась величиной постоянной и поэтому данный момент не вносит дополнительных сложностей в расчеты.

9.7. ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Теперь полезно рассмотреть некоторые примеры для иллюстрации смысла и применения выведенных уравнений системы. Уравнения (S1), (S2) и (S3) совместно с ур-нием (9.3) представляют основу для анализа и проектирования аналоговых систем. Их, в частности, можно использовать для определения требований к промежуточным усилителям, длине усилительного участка, шумовым характеристикам и максимальной емкости системы.

ПРИМЕР 9.1

Рассмотрим вначале случай, когда некоторыми исследованиями установлены данные о допустимой загрузке, коэффициенте шума и линейности промежуточных усилителей в заданной полосе.

Задача 1. Пусть требуется, чтобы емкость системы составляла по крайней мере 3000 каналов и чтобы шум в системе при дальности связи 4000 миль не превосходил 40 dBrnc0. Затухание кабеля на частоте верхнего канала положим равным 14 дБ/милю. Пусть для определенности характеристики промежуточных усилителей оцениваются следующими параметрами: $P_R=23$ дБм; $N_F=6$ дБ; $M_2=-80$ дБ; $M_3=-110$ дБ. Общее затухание в системе L_S будет равно 56 000 дБ (4000 миль$\times$14 дБ/милю). Остальные параметры системы, как уже указывалось, $W_{TS}=40$ dBrnc0, $N=3000$ каналов

Пусть также

$$V_0=-15\sigma u;\ \sigma=6;\ \tau=0{,}25;\ A_N=A_P=A_2=A_3=3 \text{ дБ}.$$

Необходимо определить:

1) длину усилительного участка, при которой удовлетворяются требования к системе по шумам;

2) фактор, определяющий ограничение перегрузки системы (тепловой шум или нелинейные искажения), либо порядок (2-й или 3-й) нелинейных искажений;

3) уровень передачи (C), при котором должна работать система, чтобы удовлетворялись предъявляемые к ней требования.

Решение. Положим вначале, что тепловой шум и перегрузка нормируются. Рассчитаем из ур-ния (S1) допустимую длину усилительного участка (т. е. определим n). Расчет повторим, используя ур-ния (S2) и (S3). Решение, в котором получается наибольшее n, будет удовлетворять требованиям других уравнений и, таким образом, будет указывать на то, какой из источников шума является определяющим в смысле ограничения характеристик системы.

Перепишем для удобства ур-ние (S1):

$$\frac{L_S}{n}+10\log n\leqslant(W_{NS}-N_R)-(A_N+A_P)-(P_S-P_R)-88.$$

Вычислим P_S:

$$P_S=V_0+0{,}115\sigma^2-1{,}4+10\log N\tau_L+\Delta_C.$$

При заданных параметрах $P_S\approx27{,}0$ дБм. Таким образом,

$$\frac{56000}{n}+10\log n\leqslant[40-(-139+6)]-(3+3)-(27-23)-88\leqslant75.$$

Определив минимум левой части уравнения, можно быстро проверить существование его решения. Дифференцируя левую часть по n и приравнивая производную к нулю, находим, что этот минимум достигается при $n=L_S/4{,}34$. Для этого значения

$$\frac{56000}{n}+10\log n=45{,}4.$$

Поскольку найденная величина не превосходит 75, ясно, что решение существует. Проверка графическим построением или методом пробных решений показывает, что неравенство точно удовлетворяется при $n=1275$ (при бо́льшем n обеспечивается более высокий запас). Следовательно, условия ограничения перегрузки удовлетворяются, если $n=1275$.

Обратимся теперь к ур-нию (S2):

$$\frac{L_S}{n}+20\log n\leqslant(W_{NS}+W_{2S})-(A_N+A_2)-(N_R+M_2)-(88+K_2).$$

Распределим общий шум W_{TS} между W_{NS} и W_{2S} следующим образом:

$$W_{NS}=W_{TS}-3=37 \text{ dBrnc0},$$

$$W_{2S}=W_{TS}-3=37 \text{ dBrnc0}.$$

Рассчитаем K_2. Так как рассматривается верхний канал, интерес представляют только продукты 2-го порядка типа $\alpha+\beta$. Поэтому

$$K_2 = K_{\alpha+\beta} = \eta_{\alpha+\beta} V_0 + 0{,}115\lambda_{\alpha+\beta}\sigma^2 + 10\log\left[N_{(\alpha+\beta)\,t}\,\tau^{\mu}{}_{\alpha+\beta}\right] + 88 - $$
$$- \left(1{,}4\eta_{\alpha+\beta} + C_{\omega_{\alpha+\beta}}\right) + 6.$$

Подставляя заданные величины, получаем $K_2=87$. Таким образом,

$$\frac{56000}{n} + 20\log n \leqslant (37+37) - (3+3) - (-139+6-80) - (88+87) \leqslant 106.$$

Как и в предыдущем случае, надо проверить существование решения, определяя n, соответствующее минимуму левой части неравенства $n=L_S/8{,}68$. При этом

$$\frac{56000}{n} + 20\log n = 85,$$

так что решение действительно существует. Оказывается, что неравенство удовлетворяется при $n=1280$. Следовательно, условие ограничения перегрузки нелинейным шумом 2-го порядка имеет место, если $n=1280$.

Рассмотрим теперь ур-ние (S3):

$$\frac{L_S}{n} + 20\log n \leqslant (W_{NS} + W_{3S}/2) - (N_R + M_3/2) - (A_N + A_3/2) - (88 + K_3/2).$$

Снова распределим общий шум W_{TS} между W_{NS} и W_{3S}:

$$W_{NS} = W_{TS} - 1{,}8 = 38{,}2 \text{ dBrnc0},$$

$$W_{3S} = W_{TS} - 4{,}8 = 35{,}2 \text{ dBrnc0}.$$

Рассчитаем K_3. Так как число каналов велико, то вероятно, что в верхних телефонных каналах будут иметь место продукты 3-го порядка в основном типа $\alpha+\beta-\gamma$. В этом предположении

$$K_3 = K_{\alpha+\beta-\gamma} = \eta_{\alpha+\beta-\gamma} V_0 + 0{,}115\lambda_{\alpha+\beta-\gamma}\sigma^2 + 10\log\left[N_{(\alpha+\beta-\gamma)\,t}\,\tau^{\mu}{}_{\alpha+\beta-\gamma}\right] +$$
$$+ 88 - \left(1{,}4\eta + C_{\omega_{\alpha+\beta-\gamma}}\right) + 15{,}6.$$

Подставляя численные значения, находим $K_3=109{,}6$. Таким образом,

$$L_S/n + 20\log n \leqslant (38{,}2 + 35{,}2/2) - (-139+6-100/2) - (3+3/2) -$$
$$- (88 + 109{,}6/2) \leqslant 91{,}5.$$

Это неравенство удовлетворяется при $n=2310$. Следовательно, условия ограничения перегрузки нелинейным шумом 3-го порядка удовлетворяются, если $n = 2310$.

Сравнение решений ур-ний (S1), (S2) и (S3) показывает, что ограничение длины усилительного участка обусловлено нелинейным шумом 3-го порядка, т. е. в системе имеет место ограничение перегрузки тепловым шумом и нелинейным шумом 3-го порядка, хотя в данный момент не очевидно, что шум 2-го порядка пренебрежимо мал.

При $n=2310$ длина усилительного участка равна 1,7 мили. Соответственно усиление промежуточных усилителей на частоте верхнего канала будет равно 24 дБ. Выходной уровень передачи усилителей для верхнего канала, с которым должна работать система, можно определить из ур-ний (9.11) и (9.1). Перепишем здесь еще раз ур-ние (9.11)

$$M_3 - 2C + 20\log n + K_3 + A_3 \leqslant W_{3S}$$

и решим его относительно C:

$$C \geqslant (M_3 + 20\log n + K_3 - A_3 - W_{3S})\,(1/2).$$

Из ур-ния (9.1)

$$C \leqslant W_{NS} + (N_R + G_R + 10 \log n + 88 + A_N).$$

Подставляя численные значения, находим, что

$$22{,}4 > C > 22{,}3.$$

При заданном уровне передачи ($C = 22{,}3$) нелинейный шум типа $\alpha+\beta$ можно рассчитать из левой части ур-ния (9.10):

$$M_2 - C + 10 \log n + K_2 + A_2 = -80 - 22{,}3 + 33{,}6 + 87 + 3 = 21{,}3 \text{ dBrnc0}.$$

Таким образом, уровень нелинейного шума 2-го порядка примерно на 13 дБ ниже уровня шума 3-го порядка, так что выбор уровней передачи, исходя из нелинейного шума только 3-го порядка, не вызовет заметного отклонения от оптимального отношения сигнал/шум в верхнем канале.

Решение ур-ния (9.2) показывает, насколько близка система к точке перегрузки усилителей. Перепишем ур-ние (9.2):

$$P_R + C - A_P \geqslant P_S.$$

Подставляя численные данные, находим действительный запас A'_P:

$$23 + 22{,}3 - A'_P \geqslant 27.$$

Таким образом, $A'_P = 18{,}3$ дБ есть реальный рабочий запас по перегрузке усилителей при условии, что уровень передачи выбирался, исходя из ограничения перегрузки нелинейным шумом 3-го порядка.

З а д а ч а 2. Основываясь на тех же данных, следует определить параметры промежуточных усилителей, удовлетворяющие заданной длине усилительного участка, например, 2 мили. Полагая, что допустимая загрузка усилителей может составлять +23 дБм, по-видимому, целесообразно начать с рабочего предположения о том, что характеристики верхнего канала будут ограничены тепловым шумом и нелинейным шумом 3-го порядка типа $\alpha+\beta-\gamma$. Шум искажений 2-го порядка можно установить на уровне, при котором это предположение остается справедливым.

Решение. Перепишем ур-ние (S3) в следующем виде:

$$L_S/n + 20 \log n \leqslant (W_{MS} + W_{3S}/2) + 139 - (N_F + M_3/2) - (A_N + A_3/2) -$$

$$- (88 + K_3/2).$$

В данном случае интерес представляет член $(N_F + M_3/2)$:

$$(N_F + M_3/2) \leqslant (W_{NS} + W_{3S}/2) + 139 - (A_N + A_3/2) - (88 + K_3/2) -$$

$$- (L_S/n + 20 \log n).$$

Для $n = 2000$ (длина усилительного участка задана и равна 2 мили)

$$(N_F + M_3/2) \leqslant -47{,}3,$$

преобразовав, получим

$$M_3 \leqslant 2(-47.3 - N_F).$$

Это соотношение определяет связь между коэффициентами шума нелинейных искажений 3-го порядка для эквивалентной шумовой характеристики. При наложенных ограничениях каждый децибел улучшения коэффициента шума усилителя снижает требования к M_3 на 2 дБ. Для коэффициента шума 6 дБ, использованного в первом примере, можно видеть, что увеличение длины усилительного участка с 1,7 миль приведет к увеличению требований по нелинейным искажениям (M_3) от —100 до —106,6 дБ. Чтобы проверить влияние M_2, используем ур-ние (S2), которое запишем в виде

$$(N_F + M_2) \leqslant (W_{NS} + W_{2S}) + 139 - (A_N + A_2) - (88 + K_2) - (L_S/n + 20 \log n).$$

В результате

$$N_F + M_2) \leqslant -73{,}8.$$

Можно видеть, что существует прямая пропорциональная связь между N_F и M_2. Наконец, из ур-ния (S1)

$$(N_F - P_R) \leqslant W_{NS} + 139 - (A_N + A_P) - P_S - 88 - (L_S/n + 10 \log n)$$

следует $P_R - N_F \geqslant 3$. Отсюда также очевидна прямая пропорциональная связь (в децибелах) между коэффициентом шума усилителя и его допустимой загрузкой. Уменьшение коэффициента шума на 1 дБ позволяет настолько же снизить уровень сигнала, в то время как тепловой шум остается на эквивалентном нулевом уровне. Следовательно, нагрузка на выходе усилителя будет соответственно уменьшена на 1 дБ.

Задача 3. Интересно также исследовать верхний предел достижимой емкости системы при заданном комплексе характеристик промежуточных усилителей и требований к системе. Известно, что, повышая верхнюю частоту канала, труднее реализовать заданные характеристики усилителей. Например, с увеличением частоты в усилителе, характеризуемом определенным уровнем технических и схемных решений, будут увеличиваться нелинейные искажения. Степень линейности усилителя также может быть связана с изменением его усиления. Однако в данном рассмотрении этими факторами мы пренебрегаем.

Решение. Рассмотрим вновь ур-ние (S3):

$$L_S/n + 20 \log n \leqslant (W_{NS} + W_{3S}/2) - (N_R + M_3/2) - (A_N + A_3/2) - 88 - K_3/2.$$

При заданных требованиях к системе по шуму, параметрах промежуточных усилителей и т. п. все члены правой части уравнения не зависят от числа каналов, за исключением последнего члена $-K_3/2$. Из определения K_3 следует, что этот член является монотонно возрастающей функцией N, причем скорость возрастания зависит только от типа нелинейных искажений 3-го порядка, имеющих место в данном случае. Поэтому уравнение (S3) удобно переписать в виде

$$L_S + 20 \log n \leqslant -K_3/2 + \text{const}$$

или

$$K_3 \leqslant [\text{const} - (L_S/n + 20 \log n)]. \qquad (9.12)$$

Максимум правой части этого уравнения соответствует минимуму K_3 и, следовательно, максимуму N, числу каналов. Это, в свою очередь, достигается при минимуме выражения

$$L_S/n + 20 \log n.$$

При проверке существования решений ур-ний (S2) и (S3) в § 9.6 было найдено, что левая часть ур-ний (S2) или (S3), $L_S/n + 20 \log n$, имеет минимум при $L_S/n = 8{,}68$ дБ. Это соответствует величине «1 Неп» при расчете систем с ограничением перегрузки нелинейным шумом.

Так как L_S есть общее затухание кабеля на частоте верхнего канала, то оно будет зависеть от числа каналов N. Чтобы выразить L_S в виде функции N, введем понятие коэффициента затухания L_0 на частоте 1 МГц для участка кабеля некоторой длины. Тогда затухание на других частотах определится как $L_0\sqrt{f}$, где f измеряется в мегагерцах. Если L_0 — затухание кабеля по всей длине линии на частоте 1 МГц, то на частоте верхнего канала f_T будем иметь $L(f) \triangleq L_S = L_0\sqrt{f_T}$. При ширине полосы каждого телефонного канала 4 кГц

$$f_T = 4 \cdot 10^3 N \text{ [Гц]} = 4N' \text{ [МГц]},$$

где N' — емкость системы в тысячах каналов.
Таким образом,

$$L_S = 2L_0\sqrt{N'}. \qquad (9.13)$$

Если $L_S/n = 8{,}68$ дБ, то число промежуточных усилителей с учетом ур-ния (9.13) будет равно

$$n = L_S/8{,}68 = 2L_0\sqrt{N'}/8{,}68.$$

Следовательно, с точки зрения емкости системы

$$\mathrm{MIN}\left(L_S/n + 20\log n\right) = 8{,}68 + 20\log\left(2L_0/8{,}68\right) + 10\log N'. \tag{9.14}$$

Исходя из ур-ния (9.14) и приведенных в предыдущем примере параметров системы и промежуточных усилителей, можно определить максимальную емкость системы, достижимую при наложенных ограничениях. Напомним, что в первоначальной постановке задачи емкость (3000 каналов) рассматривалась как требование к системе, что вместе с другими требованиями и параметрами определяло длину усилительного участка 1,7 мили. Хотя в данной задаче не указывается точно, но имеется в виду, что затухание соответствует случаю использования кабеля диаметром 9,52 мм (3/8 дюйма). Затухание его на 1 МГц равно примерно 4 дБ/милю. Таким образом, $L_0 = 4 \cdot 4000$ дБ и из ур-ния (9.14)

$$\mathrm{MIN}\left(L_S/n + 20\log n\right) = 8{,}68 + 20\log\left(32000/8{,}68\right) + 10\log N' = 80{,}4 + 10\log N'.$$

Подставим в ур-ние (9.12) MIN $(L_S/n + 20\log n)$ и другие заданные величины, в результате

$$K_3 \leqslant 131{,}8 - 20\log N'. \tag{9.15}$$

Полагая, что $K_3 = K_{\alpha+\beta-\gamma}$ и замечая, что для верхнего канала $N_{\alpha+\beta-\gamma} \approx N^2/4$ [из ур-ния (7.6)], находим, для K_3:

$$K_3 = 40{,}1 + 20\log\left(N' \cdot 10^3\right) = 100{,}1 + 20\log N'. \tag{9.16}$$

Из ур-ний (9.15) и (9.16) следует, что $40\log N' \leqslant 31{,}8$. В случае выполнения равенства находим

$$N' = \log^{-1}\left(\frac{31{,}8}{40}\right) = 9{,}01 \text{ (тысяч каналов)}.$$

Таким образом, $f_T = 4N' \approx 36$ МГц.

Длина усилительного участка k в предположении, что затухание кабеля определяется как $4\sqrt{f_T}$ [дБ/милю], где f_T в мегагерцах определится из соотношения $4\sqrt{f_T}(k) = 8{,}68$, т. е.

$$k = \frac{8{,}68}{4\sqrt{f_T}} = 0{,}362 \text{ мили}.$$

Следовательно, если параметры промежуточных усилителей, использованные при расчете системы в предыдущей задаче (емкость 3000 каналов, длина усилительного участка 1,7 мили), достижимы также и на частоте 36 МГц, то при этих же параметрах усилителей можно реализовать систему с емкостью 9000 каналов, но при меньшей длине усилительного участка (0,362 мили).

Расчет на максимум емкости системы, аналогичный только что рассмотренному, вообще говоря, не приводит к наилучшему из всех возможных решений. Пока загрузка системы соответствует своей емкости, неэкономично достигать максимальной емкости, уменьшая длину усилительного участка и увеличивая число промежуточных усилителей по отношению к системе несколько меньшей емкости. Минимальная стоимость в пересчете на один канал обычно достигается при полосе, несколько меньшей максимальной. С точки зрения надежности также лучше использовать емкость, меньшую максимальной, так как число вышедших из строя каналов при отказе системы будет меньшим.

Рассмотренные примеры ясно показывают, что уравнения, выведенные для системы передачи, сами по себе еще не определяют систему с наилучшими параметрами. При расчетах следует учитывать много количественных и качественных факторов, которые

не рассматривались при выводе этих уравнений. Вообще говоря, проектирование системы является круговым процессом. Сначала оцениваются предельные параметры промежуточных усилителей, исходя из имеющегося опыта и уровня технических достижений. Затем составляются уравнения, определяющие длину усилительного участка как функцию емкости системы и других параметров, не являющихся ограниченными. Параметры, характеризующиеся большой степенью неопределенности оценки, в процессе расчета могут варьироваться для изучения влияния их на характеристики системы. Оценка стоимости и предполагаемого роста трафика учитывается при расчете длины усилительного участка путем экономического сравнения. Это будет отображать в количественной форме тот факт, что система с меньшей емкостью даже при большей стоимости канала может оказаться более приемлемой, если предполагаемая скорость роста трафика невелика. Обусловлено это тем, что система с меньшей емкостью будет более близкой к требуемой в течение длительного времени. Наконец, следует учитывать вопросы надежности системы и совместимости ее с существующими системами.

Все эти соображения позволят определить первоначальные значения полосы, длины усилительного участка и величину усиления промежуточных усилителей. Наилучшее решение для определения требуемого усиления и ширины полосы выявляется при оценке различных вариантов схемных решений. В результате более точно определяются параметры усилителей, которые затем можно использовать в уравнениях для более точного построения системы. По мере развития процесса разработки структура системы должна непрерывно уточняться на основе уточнения данных, получаемых в процессе проектирования. Наконец, сравниваются расчетные и достигнутые характеристики для выявления каких-либо упущений, имевших место при проектировании, и определения возможностей дальнейшего улучшения характеристик системы.

9.8. ПРЕДЫСКАЖЕНИЕ СИГНАЛА

При рассмотрении методов проектирования и анализа аналоговых кабельных систем предполагалось, что уровень передачи на выходе усилителей не зависит от частоты. Было найдено, что канал с наивысшей частотой характеризуется наибольшим уровнем теплового шума, в первую очередь из-за большего затухания кабеля на высоких частотах. Если, с другой стороны, амплитуды сигналов в каналах с бо́льшим уровнем шума увеличить, снизив одновременно уровень в каналах с меньшим шумом, можно выравнить отношение сигнал/шум во всех каналах. Не изменяя общую мощность сигнала, это обеспечивает улучшение характеристик худших по шуму каналов на несколько децибел.

Тот факт, что наибольший уровень шума имеет место в верхнем канале, следует из выведенного ранее уравнения

$$W_{n0} = N_R + G_R + 10\log n + C + 88 \text{ [dBrnc 0]}. \qquad (9.17)$$

Усиление промежуточного усилителя G_R должно компенсировать затухание кабеля, которое, как известно, меняется примерно пропорционально корню квадратному из частоты. Этот член, следовательно, будет создавать тенденцию увеличения теплового шума в верхних каналах по сравнению с нижними. В рассмотренных примерах проектирование систем проводилось из расчета, чтобы каналы с наибольшим уровнем шума удовлетворяли требованиям системы к шумам. Это наводит на мысль, что можно получить некоторые преимущества (например, увеличить допустимое число каналов), если «лучшие, чем требуется» характеристики на низших частотах использовать для снижения шума на верхних частотах. Качественно увеличение затухания на низших частотах между точкой нулевого уровня и точкой в системе, где имеет место перегрузка, позволяет снизить затухание на высших частотах без изменения общей многоканальной загрузки. Аналитически это соответствует тому, что C должна быть функцией частоты, причем наклон этой частотной зависимости должен быть противоположен наклону, обусловленному другими членами ур-ния (9.17), так что W_{n0} становится почти не зависящим от частоты. Физически предлагаемое изменение требует введения схемы предыскажения в тракте передачи сигнала и дополнительно восстанавливающей схемы в приемном оконечном оборудовании. Такая операция носит название предыскажения уровня сигнала.

Рассмотрение данного вопроса лучше всего провести на примере. На рис. 9.10 (верхний левый) показаны частотные зависимости общего шума и его составляющих в экспериментальной системе, рассчитанной, исходя из заданной нормы шума в верхнем канале. Из ур-ния (9.17) видно, что тепловой шум во всех каналах можно сделать равным шуму в наиболее шумящем канале, если

$$C'(f) = C_0 + W_{n0} - W_n(f), \qquad (9.18)$$

где $C'(f)$ — новое значение C на частоте f; C_0 — значение C (константа), рассчитанное без учета предыскажения; W_{n0} — шум в наиболее шумящем канале при отсутствии предыскажения; $W_n(f)$ — шум в канале с центральной частотой f при отсутствии предыскажения.

Влияние предыскажения на тепловой шум иллюстрируется рис. 9.10 (верхний правый). Как показано сплошными линиями, тепловой шум во всех каналах увеличивается до W_{n0}. Однако все каналы теперь работают при той же самой или большей величине C, так что многоканальная загрузка промежуточных усилителей снижается. Именно это снижение и составляет основу преимуществ, вытекающих из предыскажения сигнала.

Используя методы, описанные в гл. 6, можно рассчитать эквивалентную загрузку для каналов с предыскажением, в результате чего будет получена новая многоканальная загрузка на выходе усилителей, меньшая прежней на ΔP. Можно, следовательно, увеличить уровень сигнала на ΔP, не рискуя перегрузить систему. Как показано на рис. 9.10 (нижний левый), во всех каналах шум

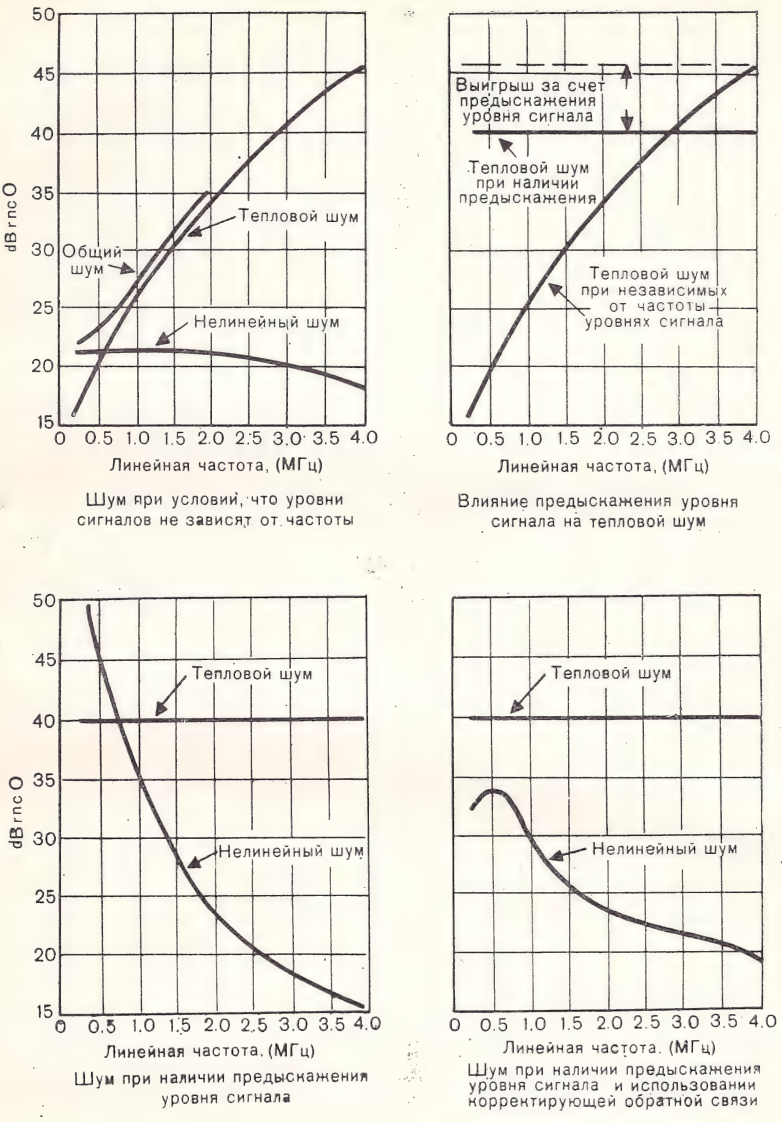


Рис. 9.10. Частотные зависимости шума в каналах ТЧ

уменьшается на такую же величину. Выигрыш по сравнению с первоначальной системой состоит в уменьшении теплового шума в наиболее шумящем канале. В существующих системах этот выигрыш обычно равен 3—4 дБ.

Прежде чем установить окончательно значения для $C(f)$, необходимо оценить нелинейный шум. Даже в случае, когда $C(f) = C_0$,

значения W_x из-за нелинейных продуктов 2-го и 3-го порядков имеют некоторую частотную зависимость, характер которой показан на рис. 9.10 (верхний левый). Следующим шагом должен быть расчет нелинейного шума после изменения константы C_0 на новую величину $C(f)$. Для этого необходимо вычислить сумму мощностей всех комбинационных продуктов, попадающих в полосу данного канала. Порядок этого расчета рассмотрен в гл. 7.

На рис. 9.10 (нижний левый) показаны частотные зависимости теплового и нелинейного шума при новом значении $C(f)$, определенном из условий предыскажения уровня сигнала. Как и следовало ожидать, продукты из высокочастотных каналов с большим уровнем, попадающие в нижние каналы с малым уровнем, вносят в последние значительный шум. Один из методов разрешения этого вопроса состоит в изменении формы сигнала, чтобы сделать общий шум (а не только тепловой шум) не зависящим от частоты. Желаемый результат можно получить, подбирая C методом последовательных приближений.

Можно улучшить характеристики в отношении нелинейности, используя в усилителях частотнозависимую обратную связь. Можно показать, что в большинстве практических случаев амплитуды комбинационных продуктов уменьшаются примерно на величину коэффициента обратной связи на частотах продуктов. Таким образом, высокий нелинейный шум в нижнем конце полосы можно подавить дополнительной обратной связью на этих частотах. Обратная связь с наклоном частотной характеристики 6 дБ на октаву позволяет достигнуть результатов, представленных на рис. 9.10 (нижний правый). Как видно, нелинейный шум можно снизить до уровня, меньшего по сравнению с тепловым шумом. В данном примере одинаковые общие характеристики можно получить, вводя либо предыскажение, либо частотнозависимую обратную связь. В других случаях, когда нелинейный шум велик, для достижения оптимальных характеристик можно использовать оба эти метода одновременно.

10. ГЛАВА

Влияние погрешностей выравнивания на характеристики аналоговых кабельных систем

В гл. 9 рассматривалась роль теплового шума и нелинейности промежуточных усилителей при проектировании аналоговых кабельных систем в предположении идеального выравнивания. Предполагалось, что все промежуточные усилители расположены вдоль линии идеальным образом и обладают идентичными характеристиками. Было принято также, что амплитудно-частотная характеристика системы не имеет отклонений от номинала, а уровни сигнала во всех точках системы соответствуют идеальному условию. Однако в действительности эти предположения не выполняются. Вообще говоря, оказывается, что при наличии погрешности выравнивания характеристики системы ухудшаются, что необходимо учитывать при выборе коэффициентов запаса по параметрам в процессе проектирования. Отклонения амплитудно-частотной характеристики в аналоговых кабельных системах компенсируются выравниванием, т. е. некоторого рода настройкой, обеспечивающей требуемую общую передаточную характеристику системы, даже если отдельные участки, образующие систему, будут иметь некоторые погрешности выравнивания. Общие вопросы выравнивания будут рассмотрены в гл. 11. Здесь мы проанализируем влияние погрешностей выравнивания на характеристику отношения сигнал/шум.

Каждый усилительный участок линии состоит из промежуточного усилителя и соответствующего участка кабеля связи. Любая разница между средним усилением промежуточного усилителя и средним затуханием кабеля вызывает изменение усиления или затухания на данном участке по сравнению с номинальным. Если участки идентичны, то и эти изменения на всех участках будут одинаковыми. Производственные разбросы параметров могут вызвать отклонения характеристик, различные для каждого усилительного участка, но они обычно невелики. Нарушение выравнивания может происходить также из-за влияния эффекта старения на характеристики передачи усилителей и затухание кабеля. Этот эффект обычно примерно одинаков на всех усилительных участках. Часто главенствующим фактором нарушения выравни-

вания является изменение окружающей температуры, влияющее на затухание кабеля и в меньшей мере на усиление промежуточных усилителей. Температурные изменения приблизительно равномерны в пределах больших географических зон и можно ожидать, что связанные с этим нарушения выравнивания будут одинаковыми во всей системе в целом или, по крайней мере, в обозримой ее части. Естественно поэтому принять для расчета ухудшения отношения сигнал/шум из-за неправильного выравнивания, что погрешности выравнивания накапливаются равномерно вдоль линии. Усиление по напряжению на усилительном участке определяется как $E_{вых}=\delta E_{вх}$, где δ — функция частоты. Для части системы, состоящей из n усилительных участков, общее усиление по напряжению m_S будет равно

$$m_S = \delta^n.$$

В системе с идеальным выравниванием $\delta=1$. Если $\delta>1$, то усиление на каждом усилительном участке превышает требуемое. Этот случай соответствует положительной погрешности выравнивания. В противном случае мы имеем отрицательную погрешность выравнивания. Общая погрешность выравнивания на отрезке линии, состоящем из n усилительных участков в децибелах, будет равна

$$M_S = 20\log \delta^n.$$

Выведенные ранее уравнения системы характеризуют зависимость допустимой загрузки, а также теплового и нелинейного шумов от уровня передачи промежуточных усилителей, который для всех усилителей принимался одинаковым и равным $-C$. Однако, если имеется погрешность выравнивания, такое допущение оказывается ошибочным и уровень передачи каждого усилителя зависит от расположения последнего в системе. В частности, можно вначале предполагать, что уровень передачи n-го усилителя будет равным $-C+20\log \delta^n$. В первую очередь мы рассмотрим, как изменяется тепловой шум в точке нулевого уровня в системе с неправильным выравниванием по сравнению с идеальной системой.

10.1. ФУНКЦИЯ УВЕЛИЧЕНИЯ ШУМА

Влияние равномерно распределенной погрешности выравнивания на процесс накопления теплового шума в системе можно проследить с помощью рис. 10.1, где показана цепочка из n промежуточных усилителей с включенным на ее конце выравнивателем. Пройдя n усилителей сигнал усиливается на δ^n по отношению к идеальной системе. Это означает, что уровень на выходе n-го усилителя оказывается на $20\log \delta^n$ ближе к нулевому уровню, чем это имело бы место в идеальной системе. Следовательно, шум в точке нулевого уровня складывается из шума последнего промежуточного усилителя и величины $C-20\log \delta^n$, (а не C). Это эквивалентно введению в цепочку после последнего усилителя выров-

нивателя с усилением $20\log\delta^{-n}$, независимо от того, присутствует или нет такой выравниватель в физическом смысле. Если выравнивание имеет место только на приемном конце, а шум, вносимый

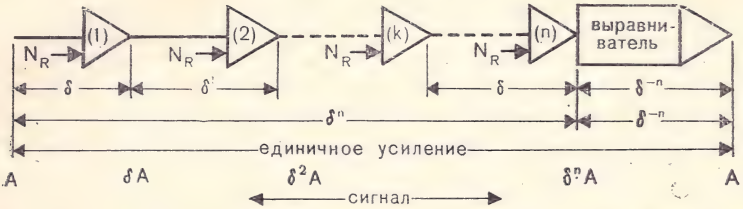


Рис. 10.1. Влияние погрешностей выравнивания на тепловой шум

действующее напряжение шума

от 1-го усилителя $(E_N)^2 \ldots (\delta E_N)^2 \ldots (\delta^{n-1}E_N)^2 \ldots (\delta^{-1}E_N)^2$

от 2-го усилителя $(E_N)^2 \ldots (\delta^{n-2}E_N)^2 \ldots (\delta^{-2}E_N)^2$

от k-го усилителя $(\delta^{n-k}E_N)^2 \ldots (\delta^{-k}E_N)^2$

от n-го усилителя $(E_N)^2 \ldots (\delta^{-n} \ldots E_N)^2$

Для $X^{\Delta}=\delta^{-1}$ общая принимаемая мощность шума $=\sum_{k=1}^{n}(X^k E_N)^2$

самим выравнивателем, пренебрежимо мал, принимаемая мощность теплового шума на выходе выравнивателя будет равна

$$p_N = \sum_{k=1}^{n} (X^k E_N)^2 = E_N^2 \sum_{k=1}^{n} X^{2k}, \tag{10.1}$$

где $X=\delta^{-1}$.

При идеальном выравнивании $X=1$ и

$$p_N = nE_N^2 . \tag{10.2}$$

Уравнение (10.1) можно записать в следующем виде, заметив, что

$$\frac{1}{1-X^2} = 1 + X^2 + X^4 + \ldots + X^{2(n-1)} + X^{2n} + \ldots,$$

так что

$$\frac{X^2}{1-X^2} = X^2 + X^4 + X^6 + \ldots + X^{2n} + X^{2(n+1)} + \ldots$$

и

$$\frac{X^{2(n+1)}}{1-X^2} = X^{2(n+1)} + X^{2(n+2)} + \ldots$$

Поэтому

$$p_N = E_N^2 \sum_{k=1}^{n} X^{2k} = E_N^2 \frac{X^2 - X^{2(n+1)}}{1-X^2} . \tag{10.3}$$

Теперь найдем разницу уровней накопленного теплового шума при

наличии и отсутствии погрешности выравнивания. Взяв отношение ур-ний (10.3) и (10.2), получаем

$$\frac{(p_N)_{\text{погр}}}{(p_N)_{\text{идеальн}}} = \left(\frac{1}{n}\right)\left(\frac{X^2 - X^{2(n+1)}}{1 - X^2}\right). \qquad (10.4)$$

Следовательно, увеличение теплового шума в системе из-за погрешности выравнивания определится как

$$A'_N \triangleq 10\log\left[\frac{1}{n}\left(\frac{X^2 - X^{2(n+1)}}{1 - X^2}\right)\right] \text{ [дБ]}. \qquad (10.5)$$

В последнем соотношении A'_N зависит от коэффициента X^{-1} усиления по напряжению на усилительном участке и от числа n промежуточных усилителей. Для ур-ния (10.5) можно получить упрощенное выражение, в котором увеличение шума будет функцией только общей погрешности выравнивания M_S. Это выражение имеет вид более приемлемый для использования и более четко показывает связь причины и следствия. Кроме того, измерения амплитудно-частотной характеристики системы или ее части обычно не очень сложны, и погрешность выравнивания на один усилительный участок можно выразить как

$$\frac{M_S}{n} = 20\log\delta \text{ [дБ]}. \qquad (10.6)$$

Согласно этому увеличение шума A'_N можно выразить через M_S. Перепишем ур-ние (10.6) как

$$M_S = 10\log\delta^{2n}.$$

Обозначим $\delta^n = \Delta$. Так как $X = \delta^{-1}$, то

$$X^2 = \delta^{-2} = \Delta^{-2/n}. \qquad (10.7)$$

С учетом введенных обозначений ур-ние (10.5) принимает вид

$$A'_N = 10\log\left[\frac{1}{n}\left(\frac{\Delta^{-2/n} - \Delta^{-2/n(n+1)}}{1 - \Delta^{-2/n}}\right)\right] =$$

$$= 10\log\left\{\frac{1}{n}\left[\frac{\Delta^{-2/n}(1 - \Delta^{-2})}{1 - \Delta^{-2/n}}\right]\right\}. \qquad (10.8)$$

Заметив, что

$$\Delta^{-2/n} = e^{\ln\Delta^{-2}/n},$$

разложим $\Delta^{-2/n}$ в ряд

$$\Delta^{-2/n} = 1 + 1/n\ln\Delta^{-2} + 1/2(\ln\Delta^{-2}/n)^2 + \ldots \qquad (10.9)$$

По определению

$$-M_S = 10\log\Delta^{-2} = 10\log e^{\ln\Delta^{-2}},$$

откуда

$$\ln\Delta^{-2} = -M_S/4{,}34. \qquad (10.10)$$

Подставляя ур-ние (10.10) в (10.9), получаем

$$\Delta^{-2/n} = 1 + \frac{1}{n}\left(-\frac{M_S}{4{,}34}\right) + \frac{1}{2}\left(\frac{-M_S/4{,}34}{n}\right)^2 + \ldots \qquad (10.11)$$

Членами высших порядков в ур-нии (10.11) можно пренебречь, если погрешность выравнивания на усилительном участке невелика. Если это условие выполняется, то

$$|M_S/4{,}34| \ll 1.$$

На практике это почти всегда имеет место, так что в ур-нии (10.11) можно пренебречь всеми членами, кроме первых двух:

$$\Delta^{-2/n} \approx 1 - M_S/4{,}34\,n. \qquad (10.12)$$

Используя это приближение и учитывая, что $\Delta^{-2} = \log^{-1}(-M_S/10)$, ур-ние (10.8) можно переписать как

$$A'_N = 10 \log \left\{ \frac{1}{n} \frac{\left(1 - \frac{M_S}{4{,}34n}\right)\left[1 - \log^{-1}\left(-\frac{M_S}{10}\right)\right]}{1 - (1 - M_S/4{,}34\,n)} \right\}.$$

Пренебрегая в числителе членом $M_S/4{,}34\,n$, получаем

$$A'_N = 10 \log \left[\frac{1 - \log^{-1}\left(-\frac{M_S}{10}\right)}{M_S} \right] + 6{,}4 \text{ [дБ]}. \qquad (10.13)$$

Рассмотрим цепочку усилительных участков, для которой на выходе первого усилителя задан некоторый уровень передачи.

Увеличение шума A'_N представляет собой разность уровней тепловых шумов в точке нулевого уровня при сравнении случая, когда имеется положительная или отрицательная погрешность выравнивания, распределенная равномерно вдоль линии, и случая, когда все усилители имеют такой же уровень передачи, что и первый усилитель. Назовем величину A'_N, определяемую уровнем (10.13), функцией увеличения шума A'_0. Зависимость A'_0 от M_S, общего изменения усиления, показана на рис. 10.2. Выведенное выше приближение справедливо, пока погрешность выравнивания, приходящаяся на усилительный участок, много меньше 4 дБ.

Из рис. 10.2 следует, что при $M_S > 0$ (положительная погрешность выравнивания) функция увеличения шума отрицательна. Иными словами, система с погрешностью выравнивания этого рода имеет меньший тепловой шум, чем система с идеальным выравниванием. Этого и следовало ожидать, так как уровень передачи всех усилителей, кроме первого, будет выше, чем в системе, не имеющей погрешности выравнивания. Из гл. 9 ясно, что шум усилителя в точке нулевого уровня уменьшается ровно на столько децибел, на сколько децибел увеличивается уровень передачи. Так как погрешность выравнивания рассматривается как причина ухудшения характеристик, которую любыми путями необходимо свести к минимуму, может показаться странным, что система имеет погрешность выравнивания, но тепловой шум ее ниже, чем в идеальной системе. Объяснение этого очевидного парадокса состоит

в том, что в расчет следует принимать не только тепловой шум. Дело в том, что в идеальном случае уровень передачи системы с ограничением перегрузки тепловым шумом выбирается, исходя

Рис. 10.2. Функция увеличения шума

из максимального соответствия допустимой загрузке, а в системе с ограничением перегрузки нелинейным шумом — из соображений оптимизации общего шума. При этих обстоятельствах любой промежуточный усилитель с уровнем передачи, отличным от этого оптимума, как можно ожидать, будет ухудшать в некоторых отношениях характеристики системы. В дальнейшем будет видно, что это действительно имеет место.

10.2. УХУДШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗ-ЗА ПОГРЕШНОСТИ ВЫРАВНИВАНИЯ В СИСТЕМАХ С ОГРАНИЧЕНИЕМ ПЕРЕГРУЗКИ ТЕПЛОВЫМ ШУМОМ

На рис. 10.3*а* показаны уровни передачи в цепочке промежуточных усилителей при некоторой равномерной отрицательной погрешности выравнивания. Предположим, что возможность выравнивания имеется только на передающем и приемном концах цепочки. Эту цепочку можно рассматривать как систему связи, в которой выравнивание производится только на концах, или как часть системы между двумя линейными выравнивателями. Как показано на рис. 10.3*а*, усилитель на передающем конце имеет максимальный уровень передачи, согласованный с требуемой допустимой загрузкой, как это рассматривалось в гл. 9. Увеличение уровня передачи путем снижения затухания в оконечной аппаратуре на передающем конце (между точкой нулевого уровня и уровнем усилителя на передающем конце) приведет к перегрузке этого усилителя. Точно так же увеличение затухания между точкой нулевого уровня и первым промежуточным усилителем будет в даль-

нейшем ухудшать шумовую характеристику. Следовательно, оптимальный способ выравнивания для этого случая состоит в том, чтобы оставить выравнивание на передающем конце таким, каким

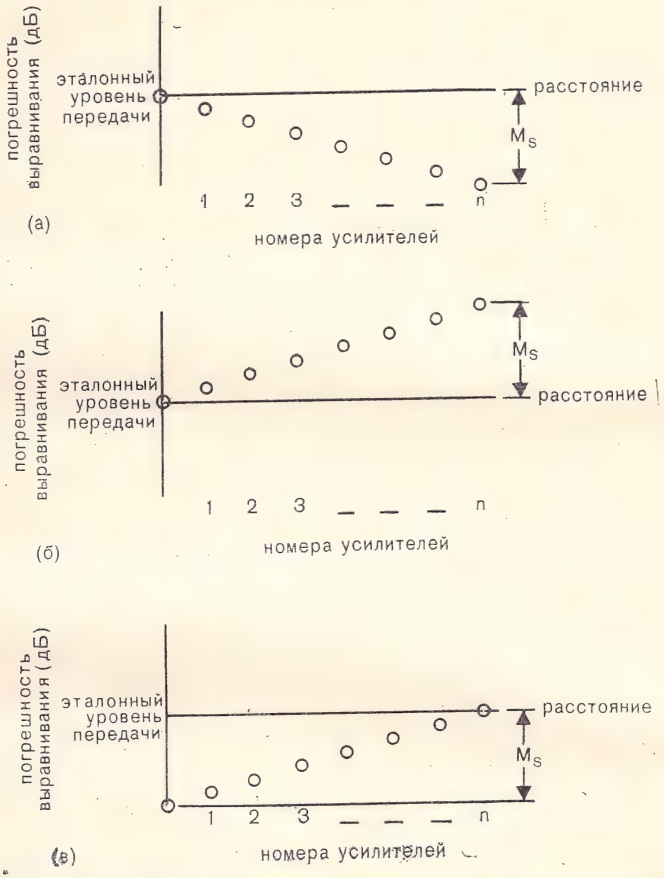


Рис. 10.3. Выходные уровни передачи усилителей в системе с погрешностями выравнивания:
а) отрицательной, устраняемой на приемном конце; *б)* положительной, устраняемой на приемном конце; *в)* положительной, устраняемой на передающем конце

оно должно быть при отсутствии погрешности выравнивания, и произвести выравнивание полностью на приемном конце. Именно такой случай рассматривался при выводе функции увеличения шума A'_0, так что для этого случая действительное увеличение шума из-за неправильного выравнивания A'_N равно A'_0 [1]. Как по-

[1] Для обозначения увеличения шума из-за погрешности выравнивания A'_N использовано потому, что это один, но не обязательно единственный фактор, учитываемый в коэффициенте запаса A_N, использованном в уравнениях предыдущей главы.

казано на рис. 10.2, при $M_S<0$ A'_0 положительна, и в результате из-за погрешности выравнивания шум увеличивается.

На рис. 10.3*б* показаны уровни передачи при положительной погрешности выравнивания при условии, что выходной уровень усилителя на передающем конце поддерживается равным требуемому, исходя из допустимой загрузки идеальной системы. Шум в этом случае будет меньше, чем в идеальной системе на $|A'_0|$ [дБ], но все усилители, кроме расположенного на передающем конце, будут перегружены. Для поддержания требуемой загрузки наивысший уровень передачи усилителя должен быть не больше рассчитанного для идеальной системы. Таким образом, надо достичь результата, представленного на рис. 10.3*в*, введением затухания величиной M_S [дБ] между точкой нулевого уровня передачи и выходом усилителя на передающем конце. Так как вследствие этого уровень передачи всех усилителей снизится на M_S [дБ], шум в точке нулевого относительного уровня в случае, изображенном на рис. 10.3*в*, будет на M_S [дБ] больше, чем в случае, изображенном на рис. 10.3*б*. Таким образом, разница уровней теплового шума для случаев представленного на рис. 10.3*в* и идеальной системы равна $M_S-|A'_0|$, причем эта величина всегда положительна. Действительно, изучение этой погрешности показывает, что она полностью эквивалентна отрицательной погрешности, устраняемой на приемном конце. Усилитель на передающем конце в случае, показанном на рис. 10.3*а*, имеет такой же уровень передачи, что и последний усилитель на приемном конце, в случае, показанном на рис. 10.3*в*. Следующий усилитель в случае, изображенном на рис. 10.3*а*, имеет такой же уровень, что и предпоследний усилитель в случае, изображенном на рис. 10.3*в* и т. д. Шум, вносимый каким-либо конкретным промежуточным усилителем, зависит только от его уровня передачи и не зависит от его географического положения в системе. Увеличение шума в случае, показанном на рис. 10.3*в*, должно быть, следовательно, равно увеличению шума в случае, показанном на рис. 10.3*а*, при данной величине M_S. Другими словами, $M_S-|A'_0(M_S)|=A'_0(-M_S)$. Следовательно, для систем с ограничением перегрузки тепловым шумом, в которых требуется выравнивание полностью только на приемном конце, при отрицательной погрешности выравнивания должно выполняться условие

$$A'_0(-M_S)=M_S+A'_0(M_S). \qquad (10.14)$$

На рис. 10.4 показана часть рис. 10.2, соответствующая отрицательной области, где представлены зависимости A'_0 от $|M_S|$ для систем с ограничением перегрузки тепловым шумом.

Предыдущий анализ в одном отношении является чрезмерно упрощенным, так как M_S обычно зависит от частоты. Как следствие, усилитель с наивысшим уровнем передачи, определяющий допустимую загрузку системы, может не иметь точки, в которой уровень передачи не зависит от частоты. Например, если эти правила предварительного выравнивания (в начале линии) и после-

дующего выравнивания (в конце линии) [1] применять на каждой частоте, характеристике усиления (рис. 10.5*а*) системы будут соответствовать уровни передачи оконечных усилителей, изображен-

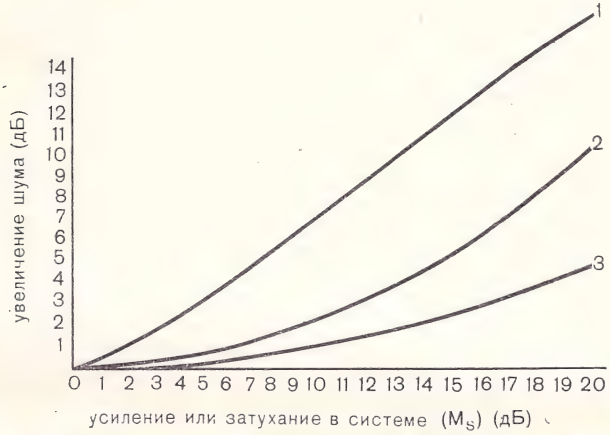


Рис. 10.4. Ухудшения характеристик из-за погрешностей выравнивания при ограничении перегрузки тепловым шумом *(1)*, нелинейным шумом 3-го порядка *(2)* и нелинейным шумом 2-го порядка *(3)*:

1) $\mu_S>0$, предварительное выравнивание; $\mu_S<0$, последующее выравнивание; *2, 3)* $\mu_S(f)=\text{const}$, предварительное и последующее выравнивания поровну

ные на рис. 10.5*б* и *в*. Очевидно, что результирующая многоканальная загрузка оконечных усилителей будет меньше, чем в исходном случае. Таким образом, можно увеличить уровни передачи всех усилителей на некоторую не зависимую от частоты величину (определяемую методами, описанными в гл. 6) и, следовательно, уменьшить ухудшение характеристик, определяемое рис. 10.4, на ту же величину. Практически это не столь значительное усложнение, как это может показаться, так как основной источник погрешности выравнивания связан обычно с температурной зависимостью

[1] Для уменьшения шума в многоканальных системах применяется способ предварительного и последующего выравнивания (pre—equalization, post—equalization). Этот способ состоит в том, что погрешности выравнивания, накопившиеся в линейном тракте, устраняются на двух концах секции выравнивания, по возможности, поровну.

На передающем конце линии частотная характеристика передачи заранее корректируется так, чтобы компенсировать половину искажений, которые будут внесены линией (предварительное выравнивание). Оставшаяся часть искажений будет компенсирована на приемном конце секции выравнивания (последующее выравнивание). Этот способ уменьшает величину максимального отклонения АЧХ линейного тракта из-за накопления отклонений на отдельных участках, снижает вероятность перегрузки отдельных линейных усилителей и уменьшает шум из-за неизбежных отклонений АЧХ передачи. Его применяют в системах L4 емкостью 3600 каналов и L5 емкостью 10800 каналов, разработанных в США. (Прим. ред.).

затухания кабеля. Хотя результирующая погрешность выравнивания зависит от частоты, она во всей полосе передаваемых частот будет полностью положительной или отрицательной. При этих обстоятельствах предварительное выравнивание положительной погрешности и последующее выравнивание отрицательной погрешности обеспечит наивысший уровень передачи усилителей, причем в точке с независящим от частоты уровнем (в предположении, что в идеальном исходном случае уровень усилителей от частоты не зависит). Такой способ выравнивания позволяет поддерживать допустимую загрузку постоянной, и увеличение теплового шума из-за неточного выравнивания на каждой частоте можно определить из рис. 10.4, используя значение $|M_S|$ на этой частоте.

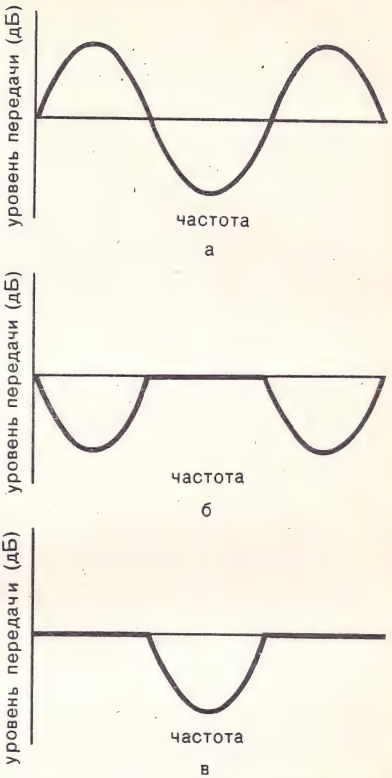


Рис. 10.5. Частотная зависимость отклонений характеристики передачи в системе с ограничением перегрузки тепловым шумом:
а) характеристика отклонений; *б)* уровень усилителя на передающем конце; *в)* уровень последнего усилителя

РАСЧЕТ УХУДШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК

Рассмотрим отклонение уровня передачи от номинального как функцию расстояния вдоль линии (рис. 10.6 *а*). Если рассматривается система с ограничением перегрузки тепловым шумом при идеальных условиях, с небольшим запасом или без него, выравнивание должно происходить на передающем конце (в начале), так как погрешность выравнивания положительна. Следовательно, необходимо произвести выравнивание на передающем конце так, чтобы установить уровень — 10 дБ относительно номинала. Увеличение теплового шума при $|M_S| = 10$ дБ, как можно видеть из рис. 10.4, составит 6 дБ. Следовательно, тепловой шум в точке нулевого уровня в этой части системы будет на 6 дБ выше, чем при отсутствии погрешности выравнивания.

При рассмотрении системы с ограничением перегрузки интересно проследить, как влияет на тепловой шум включение выравнивателя в середине усилительного участка (рис. 10.6*б*), когда необходимо провести предварительное выравнивание во избежание перегрузки. Как следует из рис. 10.4, в этом случае при

$|M_S| = 5$ дБ будем иметь $A'_N = 2{,}7$ дБ, что определяет увеличение шума, связанное с какой-либо половиной усилительного участка. Общее увеличение шума A'_{NT} определяется как средневзвешенное, т. е.

$$A'_{NT} = [(A'_N)_1 - 3]'' + '' [(A'_N)_2 - 3].$$

В данном примере очевидно, что $A'_{NT} = (A'_N) = (A'_N) = 2{,}7$ дБ. Таким образом, уменьшение интервала выравнивания в два раза

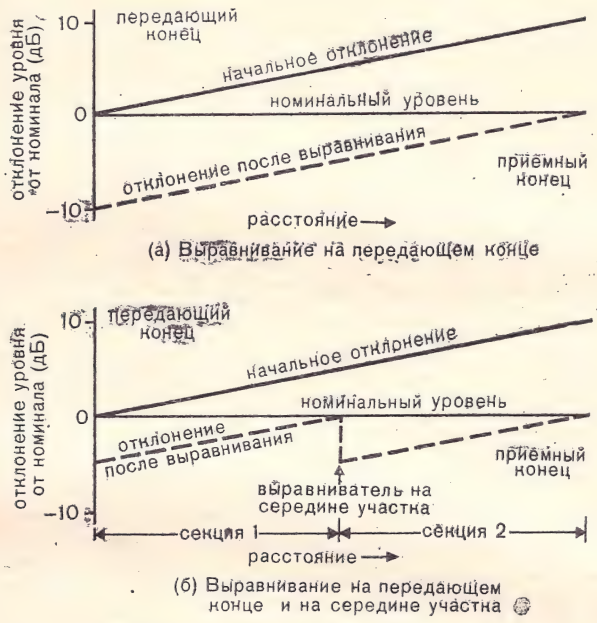


Рис. 10.6. Пример отклонений уровня сигнала и выравнивание:
а) выравнивание на передающем конце;
б) выравнивание на передающем конце и на середине участка

при той же общей погрешности выравнивания снижает шумы почти на 3 дБ. Поэтому при разработке системы следует выбирать между допустимой величиной увеличения шума из-за неправильного выравнивания и приемлемым интервалом выравнивания. Так как усилительные пункты, где производится выравнивание, обычно содержат довольно сложную аппаратуру, нежелательно располагать их чаще, чем это абсолютно необходимо. Решение этого вопроса производится компромиссным путем.

Прежде чем анализировать влияние погрешностей выравнивания на нелинейный шум, рассмотрим еще один пример, относящийся к системам, в которых преобладает тепловой шум. На рис. 10.7 показаны четыре участка линии в предположении, что

в точках соединения участков возможно выравнивание. Штриховой линией показаны отклонения уровня от номинала после выравнивания. Можно видеть, что отрицательная погрешность вы-

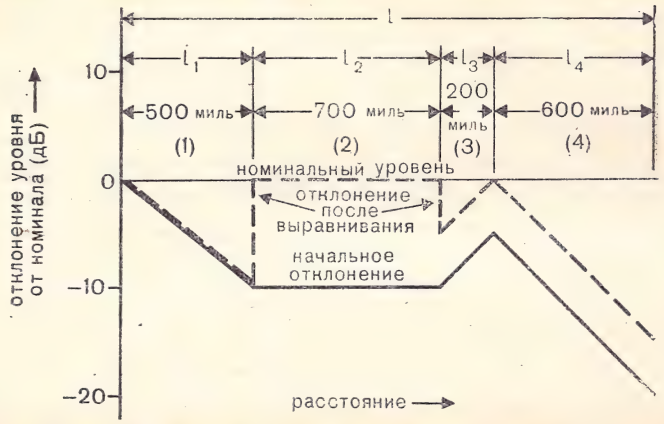


Рис. 10.7. Выравнивание четырех участков системы с ограничением перегрузки тепловым шумом:

равнивания участка *1* устраняется в конце, в то время как положительная погрешность на участке *3* должна устраняться в начале и т. д. Используя рассмотренные ранее методы, из рис. 10.4 можно определить увеличение шума для каждого участка.

№ участков (k)	M_k, дБ	Место выравнивания	$(A'_N)_k$, дБ
1	−10	Приемная часть аппаратуры	6
2	0	—	0
3	+5	Передающая часть аппаратуры	2,7
4	−15	Приемная часть аппаратуры	9,7

Как и ранее, общее увеличение шума A'_{NT} определяется как средневзвешенное для всех участков. Определим взвешенное увеличение шума для k-го участка как

$$(A'_{N'})_k = (A'_N)_k + 10 \log (l_k/l).$$

Тогда для всей линии будем иметь

$$A'_{NT} = {}''\sum_k''\, (A'_{N'})_k.$$

Знак «Σ» указывает на суммирование по мощности. В рассматриваемом примере (рис. 10.7) общее увеличение шума будет равно

$$A'_{NT} = \left(6 + 10 \log \frac{800}{3200}\right) {}''+''\left(0 + 10 \log \frac{1120}{3200}\right) {}''+''\left(2{,}7 + 10 \log \frac{320}{3200}\right) {}''+''$$

$$''+''\left(9{,}7 + 10 \log \frac{960}{3200}\right) = 6{,}6 \text{ дБ}.$$

10.3. УВЕЛИЧЕНИЕ ШУМА В СИСТЕМАХ С ОГРАНИЧЕНИЕМ ПЕРЕГРУЗКИ НЕЛИНЕЙНЫМ ШУМОМ ИЗ-ЗА ПОГРЕШНОСТЕЙ ВЫРАВНИВАНИЯ

Как показано на рис. 10.8, анализ влияния погрешностей выравнивания на нелинейный шум полностью аналогичен анализу, рассмотренному в § 10.2. Как и ранее, результаты получим в пред-

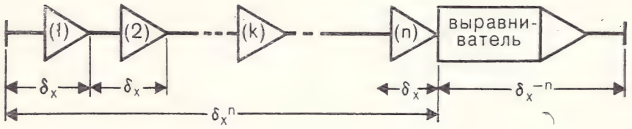


Рис. 10.8. Влияние погрешностей выравнивания на нелинейный шум

— Сигналы

$A \ldots \delta_\alpha A \ldots \delta_\alpha^2 A \ldots \delta_\alpha^\kappa A \ldots \delta_\alpha^n A \ldots A$

$B \ldots \delta_\beta B \ldots \delta_\beta^2 B \ldots \delta_\beta^\kappa B \ldots \delta_\beta^n B \ldots B$

$C \ldots \delta_\gamma C \ldots \delta_\gamma^2 C \ldots \delta_\gamma^\kappa C \ldots \delta_\gamma^n C \ldots C$

— P-амплитуда продуктов

— Действующее напряжение продуктов

От 1-го усилителя

$P\,\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma \ldots P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)\,\delta_\beta \ldots$

$\ldots P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)\,\delta_p^{\kappa-1} \ldots$

$P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)\,\delta_p^{n-1} \ldots P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)\,\delta_p^{-1} \ldots$

От 2-го усилителя

$P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)^2 \ldots P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)^2\,\delta_p^{\kappa-2} \ldots$

$P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)\,\delta_p^{n-2} \ldots$

От k-го усилителя

$P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)^\kappa \ldots P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)\,\delta^{n-\kappa} \ldots$

От n-го усилителя

$P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma) \ldots P(\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma)^n\,\delta_p^{n-1}$

— Для $X^\Delta = \dfrac{\delta_\alpha\,\delta_\beta\,\delta_\gamma}{\delta_p}$, общая мощность принимаемых продуктов $= \sum_{k=1}^{n} (X^k P)^2$ (сложение по мощности) $= \sum_{k=1}^{n} (X^k P)^2$ (сложение по напряжению)

положении, что выравнивание производится в приемной части аппаратуры. На их основе затем легко рассмотреть случаи другого расположения выравнивателей. Однако необходимо указать на некоторое отличие трактовки рис. 10.8 и 10.1. Входной сигнал определяется на трех частотах следующим образом: $A\cos\alpha t$, $B\cos\beta t$, $C\cos\gamma t$. Погрешность выравнивания на усилительном участке предполагается равномерной, но не исключается возможность зависимости ее от частоты. Таким образом, δ_α, δ_β, δ_γ и δ_p есть приросты усиления по напряжению по отношению к номиналу

на частотах α, β, γ и на комбинационных частотах соответственно. По аналогии с предыдущим, где принималось, что все промежуточные усилители имеют одинаковые коэффициенты шума, здесь допустим, что все усилители характеризуются одинаковыми коэффициентами M_M и M_S. Из рис. 10.8, где $X^{\Delta} = (\delta_\alpha\, \delta_\beta\, \delta_\gamma / \delta_p)$, можно определить увеличение нелинейного шума в зависимости от того, как складываются комбинационные продукты — случайно или синфазно. Для продуктов, складывающихся случайно, имеем увеличение шума

$$A'_M = 10 \log \left[\frac{1}{n} \left(\frac{X^2 - X^{2(n+1)}}{1 - X^2} \right) \right]. \qquad (10.15)$$

И в случае синфазного сложения

$$A'_M = 20 \log \left[\frac{1}{n} \left(\frac{X - X^{n+1}}{1 - X} \right) \right]. \qquad (10.16)$$

Так как соотношение для случая сложения продуктов по мощности идентично по форме соотношению, выведенному при рассмотрении теплового шума, мы можем здесь непосредственно воспользоваться приближенной формой ур-ния (10.13) и графиком рис. 10.2. Нужно только помнить, что независимой переменной здесь является величина $M_M = 20 \log (\delta_p / \delta_\alpha \delta_\beta \delta_\gamma)^n$, а не M_S — усиление на всей линии.

Для случая синфазного сложения надо вывести новое приближение. Методом, аналогичным использованному при рассмотрении теплового шума, можно показать, что

$$A'_M = 20 \log \left[\frac{1 - \log^{-1} (-M_M/20)}{M_M} \right] + 18{,}8, \qquad (10.17)$$

где

$$\frac{M_M}{8{,}68\, n} \ll 1.$$

Полезно заметить, что для решения ур-ния (10.17) можно использовать рис. 10.2, если M'_S положить равным $M_M/2$, и тогда

$$A'_M = 20 \log \left[\frac{1 - \log^{-1} (-2M'_S/20)}{2M'_S} \right] + 18{,}8 =$$

$$= 20 \log \left[\frac{1 - \log^{-1} (-M'_S/10)}{M'_S} \right] - 6 + 18{,}8 =$$

$$= 2 \left\{ 10 \log \left[\frac{1 - \log^{-1} (-M'_S/10)}{M'_S} \right] + 6{,}4 \right\}.$$

Таким образом, при синфазном сложении

$$A'_M = 2A'_0(M'_S). \qquad (10.18)$$

Из этого уравнения следует, что ур-ние (10.17) можно решить следующим образом: рассчитать $M_M = 20 \log (\delta_p/\delta_\alpha \delta_\beta \delta_\gamma)^n$, результат разделить на 2, далее из рис. 10.2 определить увеличение шума, соответствующее этой погрешности выравнивания, которое затем удваивается. Этот результат оказывается применимым к системе с последующим выравниванием. Прежде чем исследовать различные способы выравнивания, надо указать, что в данном случае эффект частотной зависимости погрешности выравнивания существенно более сложен, чем в случае систем, где преобладающим является тепловой шум. В последних увеличение шума на некоторой частоте зависело только от погрешности выравнивания на этой частоте. В случае нелинейного шума увеличение шума является не только функцией погрешности выравнивания на частотах комбинационных продуктов, но также погрешности на основных частотах. Единственным методом расчета в этом случае является определение увеличения каждого продукта с последующим суммированием. Это аналогично расчету при введении предыскажения сигнала.

СПОСОБ ОПТИМАЛЬНОГО ВЫРАВНИВАНИЯ

Чтобы проиллюстрировать взаимосвязь качества выравнивания с ухудшением характеристик, предположим, что погрешность выравнивания не зависит от частоты. Получаемые в этом случае результаты можно использовать на ранних стадиях проектирования практических систем для оценки увеличения шума на критической верхней частоте. Окончательная оптимизация характеристики в полосе системы достигается методом последовательных приближений с использованием либо ЦВМ, либо экспериментальных данных, полученных путем измерений системы.

Если предположить, что усиление в цепочке усилительных участков не зависит от частоты и равно M_S [дБ], то для продуктов 2-го порядка

$$M_{M_2} = 20 \log \left(\frac{\delta_p}{\delta_\alpha \, \delta_\beta} \right)^n = 20 \log \delta_p^n - 20 \log \delta_\alpha^n - 20 \log \delta_\beta^n =$$

$$= M_S - M_S - M_S = - M_S.$$

Аналогично для продуктов 3-го порядка

$$M_{M_3} = -2M_S.$$

Подставляя эти значения в ранее выведенные уравнения для определения увеличения шума, найдем, что

$$A'_{M_2} = A'_0(-M_S), \quad A'_{M_3} = 2A'_0(-M_S),$$

где $A'_0 M_S$ — функция увеличения шума, показанная на рис. 10.2. Предполагается, что уровень передачи для исходного случая был выбран из условий минимума общего шума, как это рассматривалось в гл. 9. В системах с ограничением перегрузки нелиней-

ным шумом 2-го порядка этот оптимум, как было показано, имеет место при равенстве теплового и нелинейного шумов. Следовательно, при наличии погрешности выравнивания и при условии, что всё выравнивание производится на приемном конце, тепловой шум будет равен $W_N+A'_0(M_S)$. Используя ур-ние (10.4) и учитывая, что $W_2=W_N$, находим, что нелинейный шум будет равен $W_N+M_S+A'_0(M_S)$. Однако часть выравнивания можно произвести и в начале линии. Положим, что часть общего требуемого выравнивания r производится на передающем конце. Тогда, если M_S — погрешность усиления, уровни передачи всех усилителей следует понизить на rM_S [дБ]. Из гл. 9

$$p_{\text{тш}} = W_N + A'_0(M_S) + rM_S,$$

$$p_{\text{нш2}} = W_N + A'_0(M_S) + M_S - rM_S,$$

где $p_{\text{тш}}$ — уровень теплового шума;
$p_{\text{нш2}}$ — уровень нелинейного шума 2-го порядка.

Как и в идеальном случае, общий шум будет снова минимальным, когда тепловой и нелинейный шумы равны. Это приводит к выбору $r=1/2$. При этом условии тепловой, нелинейный и общий шумы возрастут на $A'_0(M_S)+M_S/2$ [дБ]. Используя ур-ние (10.4), можно записать

$$A'_N = A'_{M_2} = A'_0(|M_S|) + 0{,}5|M_S|.$$

Последнее соотношение представлено графиком рис. 10.4. Его можно использовать для оценки увеличения теплового шума при предварительном и последующем выравнивании, а также для оценки увеличения нелинейного шума 2-го порядка при тех же условиях выравнивания, если ошибка выравнивания не зависит от частоты. В обоих случаях $|M_S|$ [дБ] — общее усиление или затухание соответствующего участка линии.

Было показано, что в идеальной системе с ограничением перегрузки нелинейным шумом 3-го порядка оптимальные уровни имеют место, когда $W_3=(W_N-3)$ [дБ]. Если производится последующее варавнивание, то

$$p_{\text{тш}} = W_N + A'_0(M_S),$$

$$p_{\text{нш}} = (W_N - 3) + 2A'_0(-M_S) = (W_N - 3) + 2\,[M_S + A'_0(M_S)],$$

где $p_{\text{нш}}$ — уровень нелинейного шума.
Вводя rM_S [дБ] — коэффициент предварительного выравнивания, как и ранее, найдем

$$p_{\text{тш}} = W_N + A'_0(M_S) + rM_S,$$

$$p_{\text{нш}} = (W_N - 3) + 2\,[M_S + A'_0(M_S) - rM_S].$$

Чтобы найти оптимальное значение r, соответствующее минимуму общего шума, выразим мощность $P_{\text{об}}$ общего шума в милливаттах:

$$P_{\text{об}} = e^{0{,}23\left(W_N + A'_0 + rM_S\right)} + \frac{1}{2} e^{0{,}23\left(W_N + 2M_S + 2A'_0 - 2rM_S\right)}.$$

Дифференцируя по r и полагая производную равной нулю, найдем

$$0{,}23M_S e^{0{,}23\left(W_N+A_0'+rM_S\right)} - 0{,}23_{M_S} e^{0{,}23\left(W_N-2M_S+2A_0'-2rM_S\right)} = 0.$$

$$1 - e^{0{,}23\left(2M_S-3rM_S+A_0'\right)} = 0.$$

Это условие выполняется при $2M_S - 3rM_S + A'_0 = 0$, откуда

$$r = \frac{2}{3} + \frac{1}{3}\frac{A_0'}{M_S}.$$

Для $|M_S| \leqslant 5$ дБ из рис. 10.2 следует $A'_0/M_S \approx -1/2$, что при подстановке в последнее соотношение дает значение $r = 1/2$. Если общая погрешность выравнивания менее 5 дБ, распределение общего выравнивания поровну между передающим и приемным концами обеспечивает минимум общего шума в системе с ограничением перегрузки нелинейным шумом 3-го порядка так же, как это было и в системе с ограничением перегрузки нелинейным шумом 2-го порядка. В большинстве практических случаев не допускается накопление погрешности выравнивания более 5 дБ, так что этот результат имеет приемлемую для практики точность. Если использовать асимптотические величины, показанные на рис. 10.2, оптимум r, как оказывается, находится между 0,43 и 0,57 для $|M_S| \leqslant 20$ дБ. Таким образом, даже если погрешность выравнивания достигает 5 дБ и больше, результаты, получаемые при одинаковом выравнивании в конце и начале линии, будут близки к оптимальным; это можно рассматривать как способ оптимального выравнивания в системах с ограничением перегрузки нелинейным шумом. Соответствующее этому увеличение теплового шума, как было показано, равно $A'_0(|M_S|) + 0{,}5|M_S|$. Увеличение нелинейного шума 3-го порядка дополнительно будет равно $2A'_0(|M_S|) + |M_S|$, что ровно в два раза выше увеличения теплового шума. Это видно также из рис. 10.4. Интересно заметить, что в области, где $[A'_0(M_S)]/M_S = -0{,}5$, увеличение всех видов шума равно нулю. Таким образом, если остаточное усиление или затухание не превосходит 5 дБ, увеличение шума можно сделать незначительным, выравнивание производить поровну в начале и в конце линии. Это имеет место, если уровни передачи усилителей, выбранные исходя из допустимой загрузки для идеального случая, не превосходят более чем на $0{,}5\,|M_S|$ [дБ] уровни, соответствующие минимуму общего шума в идеальной системе.

РАСЧЕТ УВЕЛИЧЕНИЯ ШУМА

Некоторый практический интерес представляет пример системы, показанной на рис. 10.9*а*. Предположим, что изображенный участок, состоящий из двух секций кабеля с выравнивателями на концах и в середине, является основным строительным блоком линии связи большой длины. Иначе говоря, l может быть порядка

100 миль, а протяженность порядка тысяч миль и более достигается последовательным соединением аналогичных участков. Возможное отклонение уровня сигнала от номинала до выравнивания показано на рис. 10.9*б* сплошной линией, а после выравнивания —

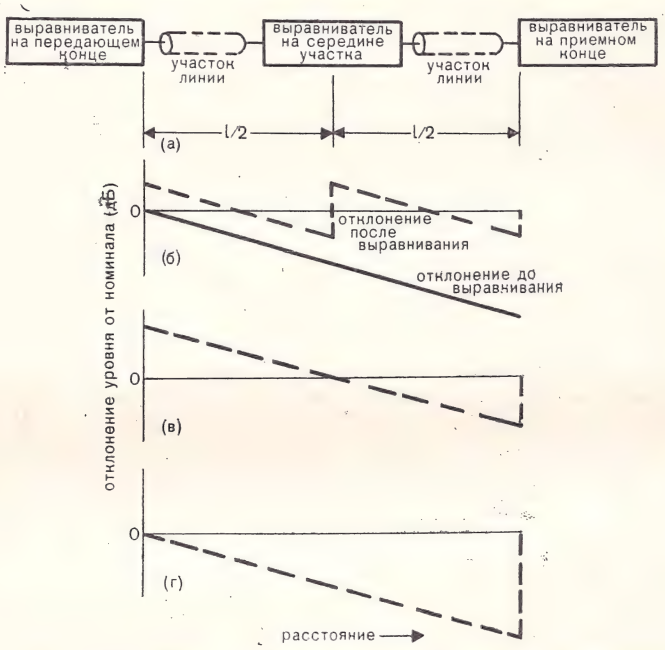


Рис. 10.9. Влияние выравнивания на середине участка на погрешность выравнивания

штриховой линией. Выравниватель на передающем конце настраивается так, чтобы компенсировать половину отклонения уровня в середине участка. Таким образом, он компенсирует погрешность выравнивания на расстоянии $l/4$ миль.

Аналогично выравниватель на приемном конце настраивается для компенсации половины отклонения между приемным концом и серединой участка соответственно длине $l/4$ миль. Выравниватель на середине участка служит соответственно в качестве последующего выравнивателя для конца 1-й половины участка и в качестве предварительного выравнивателя для начала 2-й половины участка.

Положим, что система характеризуется ограничением перегрузки тепловым шумом и нелинейным шумом 3-го порядка, и рассмотрим увеличение шума, которое имеет место при указанном расположении выравнивателей. Пусть общая погрешность выравнивания между передающим и приемным концами линии равна —8 дБ. При расположении выравнивателей согласно рис. 10.9*а* это соответствует $M_S = -4$ дБ для секции длиной $l/2$ между выравн-

нивателями. Кривая равного предварительного и последующего выравнивания (рис. 10.4) дает $A'_N = 0{,}1$ и $A'_{M_3} = 0{,}2$ при $M_S = 4$. Это показывает, что предварительное и последующее выравнивание сводит увеличение шума почти на нет, если погрешность выравнивания на соответствующем участке не превышает 5 дБ. Если выравниватель в середине исключить (рис. 10.9*б*), то из рис. 10.4 следует, что $A'_N(8) = 0{,}6$ и $A'_{M_3}(8) = 1{,}2$. Так как минимум общего шума достигается, когда тепловой шум на 1,8 дБ, а нелинейный шум 3-го порядка на 4,8 дБ ниже общего шума, увеличение общего шума будет равно:

$$\text{ухудшение} = [(W_{TS} - 1{,}8 + 0{,}6)'' + '' (W_{TS} - 4{,}8 + 1{,}2)] - W_{TS} = 0{,}8 \text{ дБ}.$$

Наконец, положим, что предварительное выравнивание невозможно, либо из-за того, что ограничение перегрузки определяется не только нелинейным шумом 3-го порядка, либо физическим расположением выравнивателей (рис. 10.9*г*). Из кривой последующего выравнивания (рис. 10.4) следует, что $A'_N(8) = 4{,}6$ дБ. Случай последующего выравнивания для нелинейного шума на рис. 10.4 не показан, поэтому нужно воспользоваться ур-нием (10.18) и рис. 10.2, откуда следует

$$A'_{M_3}(-8) = 2A'_0(8) = -6{,}8 \text{ дБ}.$$

Используя тот же метод, что и ранее, находим увеличение общего шума

$$\text{ухудшение} = [(W_{TS} - 1{,}8 + 4{,}6)'' + '' (W_{TS} - 4{,}8 - 6{,}8)] - W_{TS} = 3 \text{ дБ}.$$

Можно видеть, что погрешность выравнивания нарушает оптимальную разность в 3 дБ между тепловым шумом и нелинейным шумом 3-го порядка. Если подобрать уровни так, чтобы восстановить это соотношение, мы получим результат, приближенно соответствующий случаю предварительного и последующего выравнивания, для которого ухудшение равно 0,8 дБ, как было найдено ранее. Такая регулировка уровней эквивалентна предварительному выравниванию и ограничения, наложенные в начале данного раздела, не будут иметь места.

Этот пример показывает, что предварительным и последующим выравниванием можно значительно снизить шум. Он показывает также, что увеличение шума из-за неточного выравнивания можно сделать меньшим любой предписанной величины, если располагать выравниватели достаточно часто. Факторы, определяющие выбор плана достаточного и приемлемого выравнивания, рассматриваются далее.

11. ГЛАВА

Выравнивание в аналоговых кабельных системах

Влияние отклонений характеристики передачи от номинальной на отношение сигнал/шум аналоговых систем было рассмотрено в предыдущей главе. При этом предполагалось, что эти искажения компенсируются выравнивателями, размещаемыми в различных точках системы. В данной главе рассмотрим различные типы выравнивателей и факторы, определяющие их расположение вдоль линии связи.

Вообще говоря, в разработку аналоговых кабельных систем входит также разработка совокупности усилителей и выравнивателей различных типов, которые вместе с кабелем связи образуют передающую среду системы. Так как некоторые искажения характеристики передачи зависят от времени, в то время как другие могут быть не зависящими от времени, выбор регулируемых (переменных) или постоянных выравнивателей в большой степени определяется родом искажений, которые предстоит корректировать. Иными словами, конкретная система обычно будет содержать как постоянные, так и регулируемые выравниватели. Как было показано в предыдущей главе, если желаемую сквозную характеристику передачи можно получить одинаково хорошо при почти любом расположении данных типов выравнивателей, то величина шума, напротив, очень сильно зависит от расположения выравнивающих устройств вдоль линии. В данной главе рассмотрим взаимосвязь этих факторов и их влияние на построение системы.

11.1. ПОСТОЯННЫЕ ВЫРАВНИВАТЕЛИ

Постоянные выравниватели в аналоговых кабельных системах обычно используются для необходимой компенсации искажений, которые можно предсказать заранее и которые являются неизменными во времени. Эти искажения вызываются в основном тремя факторами: отклонением затухания кабеля от номинального значения, отклонением длины усилительного участка от номинальной и производственными разбросами характеристик линейных усилителей.

Так как функция основного линейного усилителя состоит в компенсации затухания и в выравнивании затухания соответствующего участка кабеля, эта функция определяет первую ступень постоянного выравнивания [1]. Номинальное усиление, требуемое от усилителя, определяется аналитическими методами в гл. 9. Например, на рис. 11.1 показана требуемая частотная зависимость уси-

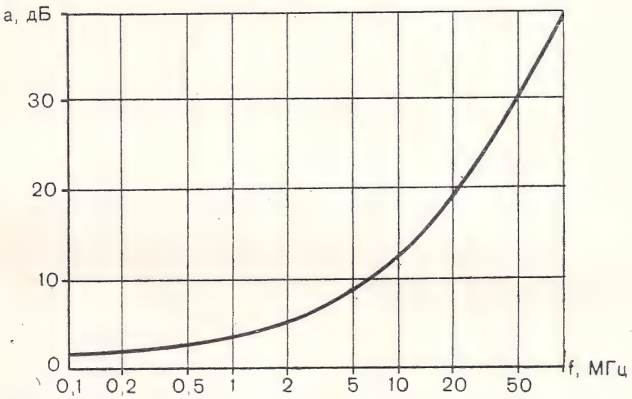


Рис. 11.1. Частотная зависимость затухания коаксиальной пары размером 2,6/9,52 мм длиной 1 миля

ления в предположении, что в результате анализа была установлена необходимость использования кабеля с коаксиальными парами диаметром 9,52 мм при длине усилительного участка 1,6 км. Интересно заметить, что усилители в системе протяженностью 6400 км на этом кабеле должны компенсировать около 7.10^4 дБ затухания в кабеле, если верхняя передаваемая частота равна 20 МГц. При верхней частоте 60 МГц это затухание составит $1{,}21 \cdot 10^5$ дБ. В предыдущей главе подразумевалось, что погрешность выравнивания не должна превышать 10 дБ. Для приведенных данных это означает, что среднее отклонение не должно превышать порядка 0,01%. Очевидно, что условие согласования усиления линейных усилителей с затуханием кабеля является принципиально важным при проектировании аналоговых кабельных систем, и от того, в какой мере оно выполняется, зависят требования к дополнительному выравниванию.

Таким образом, первая ступень постоянного выравнивания обеспечивается основным линейным усилителем, который проектируют из условия компенсации затухания и выравнивания затухания соответствующего участка кабеля при номинальной длине усилительного участка. В физически реализованной системе не всегда

[1]) При этом вовсе не обязательно, чтобы линейный усилитель имел постоянный коэффициент усиления, хотя это бывает довольно часто.

удается выдержать длину усилительных участков равной номинальной, вследствие чего возникает необходимость введения второй ступени постоянного выравнивания, осуществляемого с помощью искусственных линий.

ИСКУССТВЕННЫЕ ЛИНИИ

Длина усилительного участка в кабельных системах обычно предусматривается меньшей по сравнению с номинальной для того, чтобы можно было включить пассивные искусственные линии, которые с максимально возможной точностью имитировали бы затухание кабеля, эквивалентное затухание 5—10% его номинальной длины. Набор из 10 таких линий может обеспечить имитацию затухания от 5 до 50% номинальной длины кабеля. Соответствующую искусственную линию можно включить при установке линейного усилителя [1]. Это позволяет уменьшить длину усилительного участка вдвое по отношению к номинальной, если в этом возникнет необходимость, вызванная различными географическими ограничениями. Для получения требуемой общей характеристики системы необходимо ограничивать число таких укороченных усилительных участков. Следовательно, линейный усилитель (или несколько усилителей) с искусственной линией можно рассматривать в качестве основного блока аналоговой кабельной системы.

Неизбежное рассогласование между величинами среднего усиления усилителей и номинального затухания кабеля вызывает необходимость введения третьей ступени постоянного выравнивания. Нельзя допускать чрезмерного накопления этих рассогласований. Их коррекция производится периодически включаемыми постоянными выравнивателями. Иногда этот процесс называется выравниванием производственных отклонений.

ВЫРАВНИВАТЕЛИ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ОТКЛОНЕНИЙ

После того как конструирование линейного усилителя закончено и усиление его подобрано так, что при этом достигается по возможности близкое соответствие практическому затуханию кабеля при номинальной длине усилительного участка, можно установить среднюю разницу между действительным усилением усилителя и требуемым. Эта разница обычно называется производственным отклонением. Возможный вид ее частотной зависимости представлен на рис. 11.2*а*. Производственные отклонения систематически накапливаются от одного усилителя к другому, так что в цепочке из k усилителей имеет место отклонение, в k раз большее, чем в одном усилителе. Если одиночный усилитель имеет производственное отклонение, показанное на рис. 11.2*а*, и если постоянные выравниватели необходимо включать после каждых де-

[1]) Описанный процесс выбора и включения искусственной линии отличается от рассматриваемого далее «регулирования». Поэтому искусственные линии классифицируются как постоянные выравниватели.

сяти усилителей, результирующее производственное отклонение которых показано на рис. 11.2*б*, то требуемая частотная характеристика выравнивателей будет соответствовать изображенной на рис. 11.2*в*. Результирующее производственное отклонение на секции, содержащей десять усилителей, будет зависеть от степени

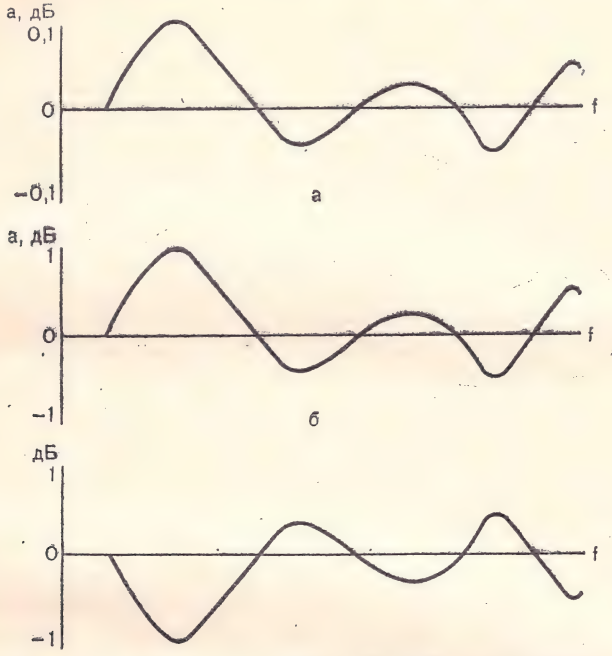


Рис. 11.2. Коррекция производственных отклонений:
а) типичная характеристика производственных отклонений одиночного усилителя;
б) характеристика суммарных производственных отклонений десяти усилителей;
в) характеристика фиксированного выравнивателя секции, содержащей десять усилителей

соответствия характеристик выравнивателей характеристикам усилителей. В практических конструкциях это достигается лишь приближенно. При этом остаточные производственные отклонения будут суммироваться с отклонениями на последующих участках линии, так что общее остаточное отклонение потребует дальнейшей коррекции. Так как это отклонение имеет тенденцию быть систематическим и неизменным во времени, его обычно можно компенсировать другим постоянным выравнивателем, отличным по параметрам от первого. В рассматриваемом примере такие выравниватели можно было бы располагать через каждые 50—100 усилителей. Это обеспечивало бы четвертую ступень постоянного выравнивания.

11.2. РЕГУЛИРУЕМЫЕ (ПЕРЕМЕННЫЕ) ВЫРАВНИВАТЕЛИ

Искажения, которые нельзя точно предсказать заранее, или искажения, имеющие тенденцию изменяться со временем, можно корректировать только переменными выравнивателями. Одним из факторов, который следует учитывать при выборе типа выравнивателя, является скорость, с которой должна осуществляться его регулировка. Выравниватели, требующие регулировки только во время сооружения системы, могут обычно настраиваться вручную. Ручная регулировка также приемлема, если потребность в ней возникает достаточно редко. Однако выравниватели, предназначенные для компенсации относительно быстрых изменений характеристик передачи, вероятно, должны содержать системы автоматического регулирования [1]. В некоторых случаях можно связать заданные характеристики выравнивателя с характеристиками передачи, отклонения которых вызваны специфичными и хорошо известными причинами. В других случаях могут потребоваться выравниватели, способные корректировать более общие классы искажений.

Из искажений, требующих регулируемых выравнивателей, рассмотрим только искажения, вызванные температурным изменением затухания кабеля, временными и/или/ температурными изменениями параметров линейных усилителей и не зависящими от времени изменениями характеристик усилителей, которые нельзя предсказать заранее.

ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ИЗМЕНЕНИЯ ЗАТУХАНИЯ КАБЕЛЯ

Напомним, что главная роль линейного усилителя в аналоговой кабельной системе заключается в компенсации номинального затухания кабеля, соответствующего затуханию номинальной длины усилительного участка. Номинальное затухание определяется обычно при некоторой средней температуре. Представленное на рис. 11.1 затухание коаксиальной пары диаметром 9,52 мм и длиной 1,6 км определялось при $T = 12{,}8°C$, которая примерно равна средней температуре грунта на территории США. Изменение затухания с температурой составляет для этого кабеля порядка 0,22% на градус Цельсия. Частотные зависимости изменений затухания при отклонении температуры от средней величины, равной 12,8°C, на $\pm 11°C$ для этой же пары показаны на рис. 11.3. Эти изменения температуры примерно соответствуют максимальным колебаниям температуры грунта по отношению к средней местной температуре на глубине 1,2 м, на которую обычно закладываются

---

[1]) В терминологии аналоговых кабельных систем автоматическая коррекция отклонений характеристики передачи часто называется регулированием. В данном тексте не будем делать различия между *регулированием* и *выравниванием*. Однако термин *регулятор* будет относиться исключительно только к *выравнивателям*, реагирующим *автоматически* на некоторые возмущения. Особенности регуляторов рассматриваются в данной главе несколько позже.

подземные кабели дальней связи. Сама же местная температура может изменяться от одной области к другой в пределах ±11°С. Можно видеть, что колебания температуры приводят к изменению километрического затухания порядка ±0,38 дБ/миля на частоте 20 МГц и около ±0,67 дБ/миля на 60 МГц. Для линии длиной 4000 миль эти изменения затухания будут равны 1520 и 2680 дБ соответственно.

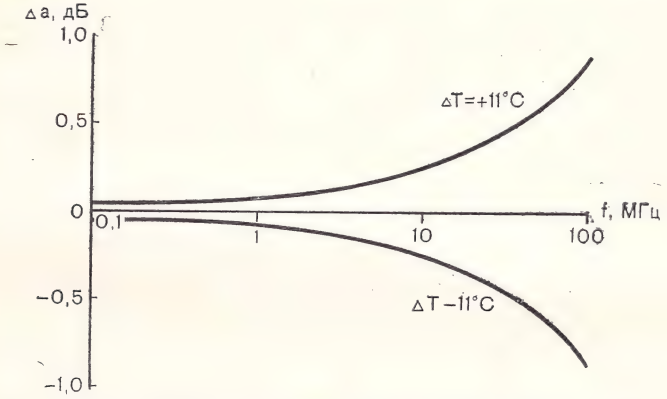


Рис. 11.3. Изменения затухания коаксиальной пары размером 2,6/9,52 мм длиной 1 миля при изменении температуры на ±11°С

Изменение затухания с температурой обычно является главным фактором, оказывающим влияние на характеристику системы, поэтому для его ослабления требуется выравнивание. Так как обычно характер изменения затухания хорошо известен до сооружения системы, то для этого естественно было бы иметь специальный переменный выравниватель. Так как температурный эффект довольно значителен, выравниватели в любой системе будут весьма сложными устройствами, которые необходимо устанавливать достаточно часто вдоль линии. По той же причине они весьма часто являются устройствами непрерывного регулирования и реализуются регулирующими схемами того или иного рода. Поэтому линейные усилители, имеющие в своем составе подобные регулирующие схемы, часто называют регулирующими усилителями или усилителями с регулировкой по температуре грунта.

В то время как с помощью анализа, данного в гл. 9, определяется номинальная длина усилительного участка, соображения, приведенные в гл. 10, являются важными для определения расстояния между регулирующими усилителями. Главными факторами, определяющими этот выбор, являются допустимая загрузка и характеристика отношения сигнал/шум. Выбор длины секции выравнивания зависит также от того, где должно быть сосредоточено выравнивание: на одном или на обоих концах линии.

Устройства для коррекции температурных влияний могут, вероятно, представлять собой схемы регулирования с обратной свя-

зью или без нее. Первые обычно реагируют на ток контрольной частоты, постоянно имеющийся в линии. Регуляторы без обратной связи реагируют на некоторые другие факторы, такие, как, например, изменение температуры грунта вблизи кабеля. Использование того или иного типа регуляторов обусловлено видом выравнивания: на одном или обоих концах линии, а также требуемой точностью выравнивания. Решение в каждом конкретном случае принимается, исходя из следующих соображений:

1. Схемы регулирования без обратной связи сравнительно более просто реализуемы по сравнению со схемами с обратной связью.

2. Схемы регулирования с обратной связью обеспечивают более высокую точность выравнивания.

3. Схемы регулирования без обратной связи характеризуются тенденцией к накоплению ошибок выравнивания, пропорционально количеству последовательно включенных регуляторов, что не имеет места в случае схем регулирования с обратной связью [1].

4. Регуляторы без обратной связи удобно использовать в качестве предвыравнивателей. Использовать для этого регуляторы с обратной связью неудобно, так как при этом необходимо передавать сигнал ошибки с конца линии по обратному каналу, протяженность которого может быть значительной.

Часто наилучший компромисс с точек зрения обеспечения характеристик системы, надежности и эксплуатационных удобств достигается при использовании обоих типов регуляторов. Улучшение отношения сигнал/шум и увеличение допустимой загрузки в системах с ограничением перегрузки нелинейным шумом, достигаемые при выравнивании на обоих концах линии, часто оправдывают трудности, вызываемые сложностью осуществления выравнивания. С другой стороны, в системах с ограничением перегрузки тепловым шумом может быть неизбежным выравнивание на одном конце линии, производимое в зависимости от знака погрешности выравнивания в начале или конце линии.

Рассмотрим температурную зависимость затухания кабеля (рис. 11.3) и предположим, что линейные усилители, исходя из условий перегрузки, допускают увеличение уровня сигнала в верхнем канале на 4 дБ. Определим требуемую при этом длину секции выравнивания, производя выравнивание сначала только на одном, а затем на обоих концах, если частота верхнего канала равна 20 МГц. Из рис. 11.3 изменение затухания кабеля Δa на частоте верхнего канала при изменении температуры на —11°С составляет —0,38 дБ/миля. Результирующее изменение уровня сигнала на частоте 20 МГц показано на рис. 11.4, как функция расстояния l вдоль линии. Можно видеть, что номинальный уровень будет превышен на 4 дБ через 10,5 миль. Следовательно, последний усилительный пункт на этом интервале должен содержать регулирующий усилитель, если предполагается только последующее выравнивание. Если же производится предварительное и последующее выравнивание, уровни сигнала не будут превышать номи-

нальные значения более чем на 4 дБ в пределах расстояния вдоль линии 2·10,5=21 миль.

В системах относительно малой протяженности температурные изменения затухания кабеля имеют такой же характер, и уровни сигнала в пределах таких расстояний будут изменяться по зако-

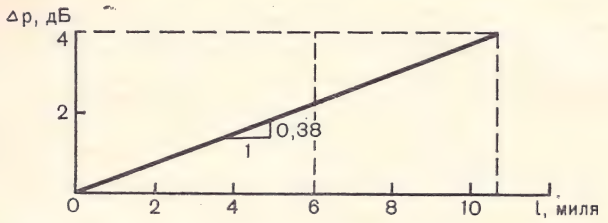


Рис. 11.4. Изменения уровня сигнала Δp на частоте 20 МГц при изменении температуры кабеля на —11°С

ну, аналогичному представленному на рис. 11.5*а* для 20 МГц при условии, что производится только последующее выравнивание. При предварительном и последующем выравнивании изменение

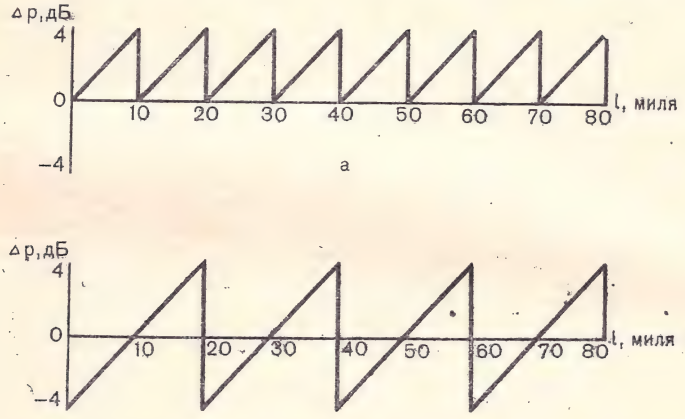


Рис. 11.5. Отклонения уровня сигнала на участке линии длиной 80 миль при изменении температуры кабеля на —11°С:
а) предварительное выравнивание через каждые 10 миль; *б)* предварительное и последующее выравнивание через каждые 20 миль

уровней будет соответствовать показанному на рис. 11.5*б*. В гл. 10 было показано, что метод выравнивания, иллюстрируемый рис. 11.5*б*, обеспечивает меньшее ухудшение отношения сигнал/шум по сравнению с методом на рис. 11.5*а* и вместе с тем требует меньшего числа регулирующих усилителей. В частности, ухудшение шумовой характеристики при использовании метода на рис. 11.5*б* будет менее 1 дБ, в то время как при методе на рис. 11.5*а* оно составит —2 дБ только по тепловому шуму, плюс увеличение шума,

вызванного нелинейностью третьего порядка около 4,5 дБ. Это один из примеров, показывающих, что меньшее ухудшение характеристик сигнал/шум при предварительном и последующем выравнивании оправдывает связанные с этим сложности. Этот пример иллюстрирует также еще раз необходимость учета непрерывной взаимосвязи анализа системы и проектирования ее составных частей.

Места установки регулирующих усилителей соответствуют местам установки постоянных выравнивателей для третьей ступени выравнивания, необходимой для компенсации погрешности выравнивателей, поэтому эти выравниватели часто устанавливаются вместе с основными линейными усилителями и являются простейшими блоками для построения системы. Для надежности системы и удобств эксплуатации желательно ограничивать, насколько возможно, число промежуточных усилительных пунктов со сложной аппаратурой выравнивания.

ВРЕМЕННЫЕ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Из всех факторов изменения передаточной характеристики системы, обусловленных линейными усилителями, наибольшее значение имеет температурная зависимость их параметров. Если усилители устанавливаются в подземных сооружениях, подобных кабельным колодцам (т. е. без системы воздушного кондиционирования), рабочие температуры будут следовать сезонным изменениям окружающей температуры. Типичные изменения рабочей температуры усилителей, устанавливаемых в земле на глубине до 1,2 м, показаны на рис. 11.6. Изменения характеристик пере-

Рис. 11.6. Приближенные временные изменения температуры грунта на глубине 1,2 м (в большинстве случаев $4°C \leqslant \Delta T \leqslant +11°C$).

дачи из-за изменения температурных режимов усилителей, по-видимому, будут отличаться от не зависящих от времени изменений, которые будут рассмотрены несколько позже. Поэтому для их компенсации не всегда приемлемы регулируемые выравниватели того же типа. Например, опыт эксплуатации системы L4 показывает, что эти изменения могут быть относительно простыми функциями частоты и потому требуют сравнительно простых регулируемых выравнивателей по сравнению с некоторыми не зависящими от времени отклонениями.

Меньшие и более медленные изменения, влияющие на характеристику передачи, могут быть вызваны старением элементов системы. Но такие явления, по-видимому, могут контролироваться в линейном усилителе. Если эти эффекты при разработке усилителей сведены к минимуму, связанные с этим изменения характеристик обычно невелики.

Наименее зависящей от времени причиной изменения передаточной характеристики системы являются *профилактическое обслуживание и текущий ремонт*. В процессе длительной эксплуатации системы неизбежны отказы линейных усилителей, что приводит к необходимости их замены. Так как характеристика передачи нового усилителя не может в точности совпадать с характеристикой прежнего, возникают искажения, характер которых нельзя предсказать заранее. Эти искажения так же, как и искажения из-за эффекта старения, устраняются ручной настройкой выравнивателей общего типа, рассматриваемых далее.

НЕ ЗАВИСЯЩИЕ ОТ ВРЕМЕНИ ПРИЧИНЫ ИСКАЖЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В предыдущих разделах мы рассматривали коррекцию зависящих от времени искажений, форма частотной зависимости которых была хорошо известна. Другой задачей переменных выравнивателей является коррекция не зависящих от времени искажений, частотная зависимость которых до сооружения системы неизвестна. Для этого требуются выравниватели, способные сравнительно хорошо корректировать обширное семейство искажений разнообразной формы, которые могут иметь место в системе.

Главной причиной искажений этой категории являются производственные разбросы характеристик усилителей, возникающие в процессе их изготовления и заводской настройки. Они вызваны неизбежными разбросами параметров компонент схемы линейного усилителя. Искажения, вызываемые *средними* значениями производственных разбросов, характеризующих некоторую определенную группу усилителей, должны корректироваться регулируемыми выравнивателями. Так как по определению эти искажения не зависят от времени, их можно корректировать регулируемыми выравнивателями, настраиваемыми только при сооружении системы, без какой-либо последующей перестройки их в процессе эксплуатации. Характер этих искажений таков, что они, вероятно, сложным образом зависят от частоты и могут потребовать сложных регулируемых выравнивателей. Рассмотренные здесь искажения можно устранять различными типами выравнивателей. Рассмотрим достоинства и недостатки некоторых из них, наиболее часто используемых на практике.

Выравниватели с колоколообразной характеристикой. Один из способов коррекции искажений заключается в использовании ряда выравнивателей, имеющих характеристики, аналогичные показанной на рис. 11.7. Эти выравниватели состоят

из ряда отдельных устройств, каждое из которых можно перестраивать в некоторой небольшой области частот. Так, например, устройство *1* можно перестраивать в пределах, показанных на рис. 11.7 первой парой сплошной и штриховой кривых. Устрой-

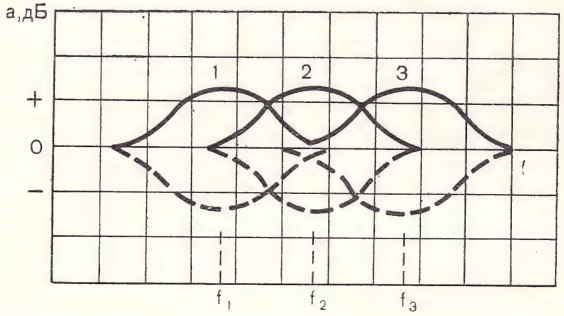


Рис. 11.7. Колоколообразная характеристика выравнивателя

ство *2* обеспечивает смежную полосу перестройки и т. д. Такие выравниватели просты по конструкции и в изготовлении. Однако иногда они трудно поддаются настройке, так как наклоны их характеристик следует подбирать, исходя из требуемой равномерности общей характеристики в заданной полосе частот. Поскольку имеется тенденция к заметному взаимодействию характеристик отдельных устройств, регулировка одного элемента сказывается на настройке смежного элемента. Поэтому настройка таких выравнивателей обычно сложна из-за необходимости использования измерительных свип-генераторов. Если настройка основывается на измерениях только в дискретных частотных точках (по одной для каждой степени свободы, например, f_1, f_2 и f_3 на рис. 11.7), взаимодействие не будет вызывать особых трудностей в получении оптимальной характеристики.

Если дискретные частоты настройки выбрать в защитных полосах между каналами сообщения, настройку можно выполнять непосредственно при работающей системе. Настройка с помощью свип-генераторов часто обеспечивает лучшую характеристику выравнивания в полосе, но она возможна только при неработающем канале, так как свип-генератор может создавать интерференционные помехи.

Выравниватели с полиномиальными характеристиками. Частотные характеристики затухания этого семейства выравнивателей удобно представить в виде следующего степенно́го ряда:

$$F(f) = B_1 f + B_2 f^2 + \cdots + B_n f^n. \qquad (11.1)$$

Каждый член правой части уравнения представляет характеристику некоторого выравнивателя. Например, первый член в децибелах является линейной функцией частоты и имеет коэффициент

B_1, который может изменяться между некоторыми заданными положительными и отрицательными значениями. Как можно ожидать, выравниватели с такой характеристикой используются для регулировки крутых спадов частотных характеристик на верхней границе полосы. Для регулировки на нижней границе могут потребоваться выравниватели с характеристикой, выраженной членами с отрицательными степенями частоты (ряды Лоренца). Хотя упоминания о выравнивателях этого типа встречаются часто, практически они до сих пор не реализованы. Один из возможных математических методов облегчения реализации выравнивателей заключается в объединении членов в ортогональные ряды, например, ряды Лежандра, что позволяет производить независимую оптимизацию частотных характеристик, выражаемых каждым членом (в смысле наименьших квадратов).

Косинусные выравниватели. Косинусные выравниватели в качестве выравнивателей с ручной настройкой предназначены для коррекции сложных по форме отклонений характеристик в широкой полосе частот. Каждая из этих характеристик теоретически может быть представлена в децибелах как математическая функция частоты, которую можно разложить в ряд Фурье. Если можно создать выравниватели с характеристиками, соответствующими каждой из компонент Фурье, и если каждый из них настроить в соответствии с компонентой разложения функции отклонения, то теоретически можно скорректировать отклонение любой формы. Например, на рис. 11.8 показаны кривые, выраженные первыми тремя членами ряда Фурье применительно к выравниванию в полосе передачи от 0 до 8,5 МГц. Точность коррекции будет зависеть от точности реализации каждого члена ряда и от числа членов, используемых при реализации выравнивателя. Однако на краях полосы могут возникнуть трудности, вызванные явлением Гиббса.

Косинусные выравниватели были разработаны много лет назад, но не сразу были использованы в системах связи, так как не был найден удобный метод их настройки. Решение этой проблемы заключается в использовании свип-генераторов. С их помощью амплитудно-частотная характеристика, выраженная в децибелах, преобразуется в электрический сигнал. Для настройки выравнивателя следует только свести к минимуму энергию этого сигнала. Простой критерий минимума энергии теоретически позволяет осуществлять регулировку коэффициентов при членах любого порядка, так как правильная компенсация любого косинусоидального члена в заданной кривой приводит к уменьшению общей энергии на выходе детектора (это справедливо для любых ортогональных рядов). Практически необходимо выравнивать в первую очередь бо́льшие отклонения, так как они маскируют эффект выравнивания меньших отклонений. Если на ранних этапах сооружения новой системы оказывается, что данный комплект выравнивателей не обеспечивает требуемой точности, необходимо использовать выравниватель с бо́льшим числом членов ряда Фурье.

Регулировка выравнивателей с помощью свип-генераторов возможна только при неработающей системе.

Выравнивание во временной области. В гл. 13 рассматривается однозначность появления эхо-сигнала отклонениям характеристик передачи, т. е. отклонения можно рассматри-

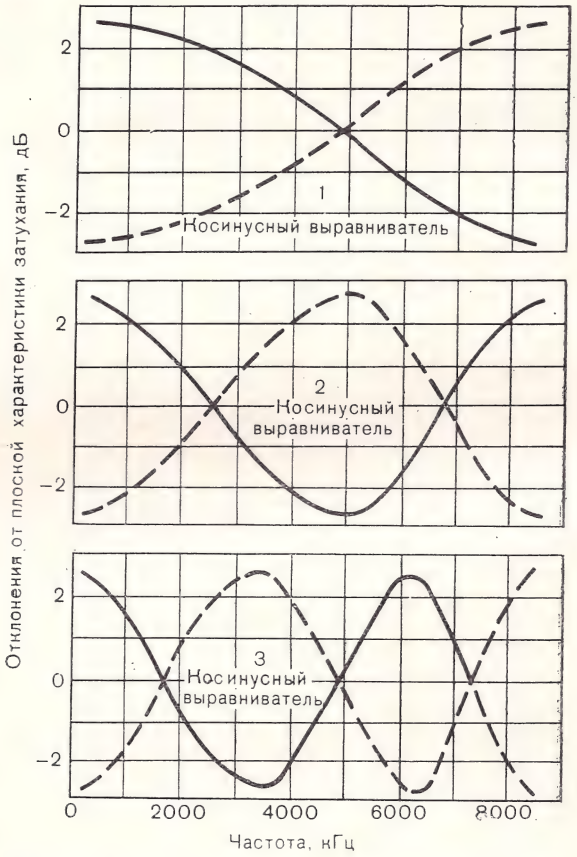


Рис. 11.8. Характеристики, описываемые тремя первыми косинусоидальными членами

вать как причину появления эхо-сигнала и наоборот. При введении в систему некоторых сигналов, полностью компенсирующих эхо-сигнал в канале, будет также осуществляться коррекция передаточной характеристики. Например, одиночное эхо соответствует косинусоидальным колебаниям затухания с минимальной фазой; следовательно, косинусные выравниватели, рассмотренные ранее, являются частным случаем общего класса выравнивателей во временно́й области. Используя линии задержки с отводами и средства регулировки величины сигналов на их выходах, можно вводить в первоначальный сигнал любые желаемые эхо-сигналы с

определенной амплитудой и фазовым сдвигом. Подобные устройства являются важным средством выравнивания широкополосных линий большой протяженности, используемых для передачи сигналов телевидения.

11.3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВЫРАВНИВАНИЯ

Процесс проектирования включает определение метода выравнивания и семейства выравнивателей, обеспечивающих требуемую передаточную характеристику системы. Выбор метода выравнивания включает распределение и физическое размещение разного рода выравнивателей и основывается на таких факторах, как допустимое ухудшение отношения сигнал/шум, перегрузка усилителей и требуемый диапазон перестройки выравнивателей. Вопросы выбора метода выравнивания и семейства выравнивателей взаимосвязаны. При решении их должны учитываться следующие основные соображения:

1) простота реализации;
2) легкость изготовления;
3) легкость настройки выравнивателей в системе;
4) подбор характеристик выравнивателей в соответствии с характерными причинами отклонений характеристик, где это возможно;
5) максимальная гибкость при данной степени сложности выравнивателей, предназначаемых для выравнивания отклонений, форма которых априори неизвестна;
6) минимум остаточной ошибки выравнивания системы для выравнивания данной степени сложности;
7) возможность установки регулируемых выравнивателей в системе, находящейся в эксплуатации;
8) требуют ли регулируемые выравниватели, предназначаемые для коррекции зависящих от времени отклонений, непрерывной регулировки (как в регуляторах, управляемых контрольной частотой), либо достаточно периодической ручной настройки.

В системах разной конструкции главенствующими будут разные проблемы и ограничения в зависимости от задач, которые в итоге должна решать система. Следовательно, невозможно определить универсальный оптимальный метод выравнивания или класс выравнивателей. Обзор существующих аналоговых кабельных систем показывает, что существующий класс методов и схем достаточно широк.

ВЫБОР ВЫРАВНИВАТЕЛЯ

Если имеются некоторые данные относительно формы искажений характеристики передачи, можно легко оценить способность различных выравнивателей обеспечить требуемую степень выравнивания. Сложный характер частотной зависимости искажений и большое количество форм характеристик переменных выравнива-

телей обычно требуют разработки надлежащей программы расчета для удобства анализа, после чего можно довольно просто решить вопросы оптимизации и возможностей использования определенного класса выравнивателей.

Очевидно, что требования на каждый тип выравнивателей, предъявляемые в аналоговых кабельных системах, в большой степени зависят от успешной реализации выравнивателей низших порядков. Характеристика выравнивателя искажений зависит от характеристики основного линейного усилителя. Требования к выравнивателям, корректирующим искажения характеристики системы, в первую очередь зависят как от величины искажений, так и от характера их зависимости, от изменения параметров кабеля. Выбор выравнивателей для коррекции зависящих от времени отклонений должен основываться на знании динамических свойств линейного усилителя и кабеля. В целом метод выравнивания зависит от всех этих факторов.

МЕТОД ВЫРАВНИВАНИЯ

Как указывалось, выбор метода выравнивания неотделим от выбора выравнивателей. Например, важным моментом их взаимосвязи является приемлемый диапазон регулировки, достигаемый с помощью выравнивателя данного типа. Выбор метода выравнивания предполагает, что структура системы установлена согласно положениям гл. 9. Следовательно, номинальная длина усилительного участка известна, и в проекте предусмотрены определенные величины запаса по параметрам системы. Выбор метода выравнивания включает определение интервалов, через которые должны устанавливаться различные типы выравнивателей. Этот выбор должен быть согласован с допусками, принятыми в основном анализе выравнивания. Кроме того, он должен учитывать конструктивные особенности применяемых устройств. Поясним основные принципы размещения выравнивателей на конкретном примере. Положим, что из основного анализа коаксиальной системы было установлено следующее:

1. Номинальная длина усилительного участка 1 миля.

2. Дополнительные сложности, связанные с предварительным и последующим выравниванием для компенсации всех значительных отклонений, оправданы на основе имеющегося опыта разработки аналогичных систем.

3. Уровень допустимой загрузки линейных усилителей позволяет осуществлять удовлетворительную передачу сигнала на уровне, превышающем номинальный до 5 дБ.

4. Требования обеспечения надежности и непрерывности дистанционного питания определяют необходимость автоматической защиты коаксиальной линии через интервалы длиной 75 миль. Это означает, что параллельные участки многопарного кабеля в 75 миль должны иметь достаточно сходные характеристики для обеспечения взаимозаменяемости. Следовательно, участок длиной

75 миль можно рассматривать как основной строительный блок системы.

Так как необходимость предварительного и последующего выравнивания установлена заранее, главными из остальных проблем при выборе метода выравнивания являются предотвращение перегрузки системы (линейных усилителей) в условиях неточного выравнивания и обеспечение необходимого диапазона регулировки выравнивателей. Главной задачей является достижение максимальной длины интервала выравнивания, допустимой с точки зрения перегрузки. Положим, что ухудшение отношения сигнал/шум, обусловленное отклонениями уровня передачи от номинального в пределах ±5 дБ, согласовано с величиной запаса по шуму, введенной при анализе системы. Положим далее, что кабель, усилители и цепи характеризуются следующими параметрами, установленными экспериментально или с помощью оценок:

1) максимальные производственные отклонения ±0,10 дБ/усилитель;

2) максимальные изменения усиления линейных усилителей в рабочем диапазоне температур ±0,10 дБ/усилитель;

3) изменение затухания кабеля в рабочем диапазоне температур на частоте верхнего канала ±0,5 дБ/миля.

Вначале рассмотрим расположение регулирующих линейных усилителей, задачей которых является компенсация температурных изменений затухания кабеля. Отводя из общего допуска на уровень передачи в 5 дБ на температурные изменения затухания кабеля 3 дБ, положим, что: 1) на передающем конце участка в 75 миль будет только один предварительный выравниватель с диапазоном регулировки ±3 дБ; 2) на приемном конце будет только один последующий выравниватель с диапазоном регулировки ±3 дБ; 3) промежуточные регулирующие усилители будут иметь как предварительные, так и последующие выравниватели с диапазоном регулировки каждого ±3 дБ (при возможности оба эти выравнивателя могут объединяться в один с диапазоном регулировки ±6 дБ).

Следовательно, участок линии между передающей станцией и первым регулирующим линейным усилителем или между регулирующими усилителями (или между последним регулирующим усилителем) и приемной станцией (рис. 11.9) будет выравниваться

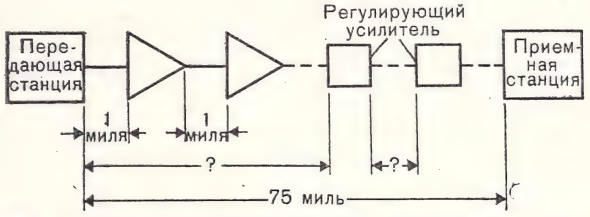


Рис. 11.9. Структура системы для определения места расположения регулирующих усилителей

одним предварительным и одним последующим выравнивателями, которые в совокупности обеспечивают диапазон регулировки ±6 дБ. Так как температурное изменение затухания кабеля равно 0,5 дБ/миля, интервал выравнивания длиной 12 миль будет приемлемым. Однако по некоторым причинам нежелательно выбирать этот абсолютный максимальный интервал в качестве номинального. Например:

1. Бывает трудно или невозможно установить точное положение «средней» точки регулятора при использовании регуляторов с обратной связью из-за наличия отклонений характеристик линейных усилителей на контрольной частоте или при использовании регуляторов без обратной связи из-за присущей им неточности. При использовании комбинированного метода, сочетающего регуляторы с обратной связью и без обратной связи, диапазон регулировки устройств с обратной связью должен выбираться из соображений компенсации ошибок, обусловленных неточностью работы регуляторов без обратной связи.

2. Весьма вероятно, что коэффициент усиления линейного усилителя на контрольной частоте зависит от температуры при любом типе регулятора с обратной связью. Если регулятор не реагирует на разницу в изменениях уровня на контрольной частоте из-за изменения затухания кабеля и из-за изменения коэффициента усиления, часть диапазона регулировки не будет использована.

Следовательно, эффективное изменение характеристики передачи в рассматриваемом случае ближе к 0,6—0,7 дБ/миля, чем к 0,5 дБ/миля, которое вызвано только температурным изменением затухания кабеля. Следовательно, между регулирующими усилителями более приемлемо расстояние порядка 8—10 миль. В данном примере это расстояние выбрано равным 9 миль. Отклонения уровня сигнала, обусловленные температурным изменением затухания кабеля, после выравнивания по рассмотренному методу при интервале выравнивания 9 миль показаны на рис. 11.10*а*.

В местах расположения регулирующих усилителей удобно располагать также выравниватели производственных отклонений. При этом интервал выравнивания примерно соответствует требуемому, так как суммарное отклонение в худшем случае может составить 1 дБ на девять усилителей. Такое расположение выравнивателей позволяет избежать усложнения основных усилительных пунктов. Так как производственные отклонения в пределах выравниваемого участка накапливаются систематически примерно по 0,1 дБ на усилитель, связанная с этим ошибка выравнивания потенциально составит 0,9 дБ. При предварительном и последующем выравнивании соответствующее отклонение уровня сигнала будет равно ±0,45 дБ. На рис. 11.10*б* показаны возможные изменения уровня сигнала, связанные с производственными отклонениями характеристик усилителей, при использовании рассмотренного выше метода выравнивания.

Третьим источником погрешностей выравнивания, который необходимо рассмотреть, является температурная зависимость коэф-

фициента усиления линейных усилителей. Характер этой зависимости для всех усилителей примерно одинаков. Кроме того, на участке длиной 75 миль температурные изменения имеют тенден-

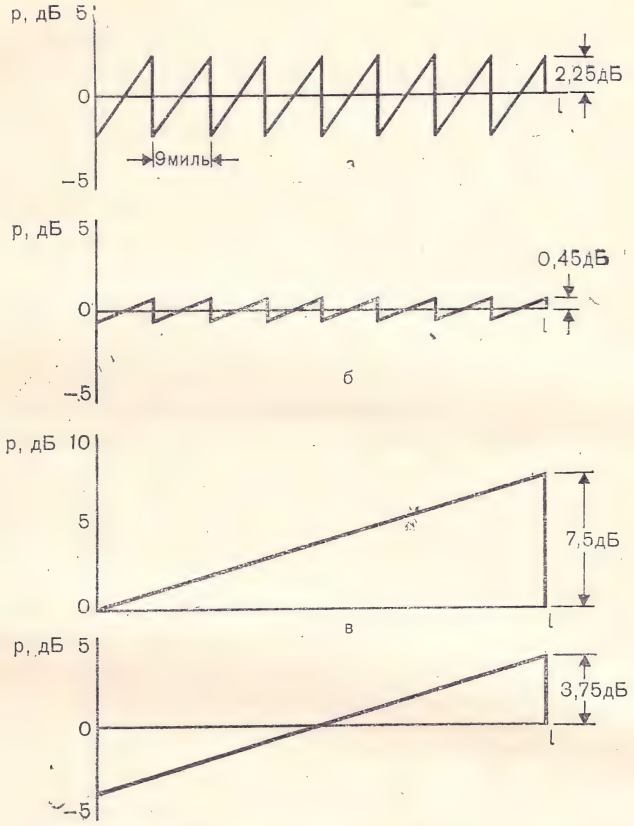


Рис. 11.10. Изменения уровня сигнала на участке длиной 75 миль, обусловленные главными причинами погрешности выравнивания:
а — температурным изменением затухания кабеля (после предварительного и последующего выравнивания); *б* — производственным отклонением (после предварительного и последующего выравнивания); *в* — температурным изменением параметров усилителя (до выравнивания); *г* — температурным изменением параметров усилителя (после предварительного и последующего выравнивания)

цию быть такими же. Предположения о равномерном накоплении температурной ошибки выравнивания обычно подтверждаются. На рис. 11.10*в* показаны изменения уровня сигнала без выравнивания, вызванные температурными изменениями коэффициента усиления в пределах 0,1 дБ на усилитель, на участке длиной 75 миль. Для

их выравнивания могут использоваться рассмотренные регулируемые выравниватели. На рис. 11.10*г* приведены изменения уровня, соответствующие рис. 11.10*в*, после предварительного и последующего выравнивания, распределенного поровну. Здесь можно отметить два интересных момента:

1. Суммарное воздействие всех источников отклонений (рис. 11.10*а, б, г*) приводит к превышению допустимой загрузки линейных усилителей [1].

2. Требуемый диапазон регулировки выравнивателя для коррекции температурных изменений составляет около 4 дБ.

Уже первого из этих замечаний достаточно, чтобы потребовать один или более линейных выравнивателей (т. е. выравнивателей между оконечными пунктами). Кроме того, с увеличением требуемого динамического диапазона регулировки быстро увеличиваются трудности создания регулируемых выравнивателей с точно регулируемыми характеристиками. Хотя в большинстве случаев, вероятно, можно обеспечить диапазон регулировки ±4 дБ с требуемой степенью линейности, трудности в этом отношении существенно возрастают с увеличением верхней граничной частоты полосы системы.

Во всяком случае имеются другие причины, не рассмотренные подробно в данном примере, которые в той или иной форме оправдывают использование линейных выравнивателей. К их числу можно отнести производственные разбросы характеристик усилителей, несовершенство выравнивателей и старение усилителей. В рассмотренном примере используется один линейный выравниватель на 75-мильный линейный строительный блок (рис. 11.11*а*). Хотя изображенная на этом рисунке структура удовлетворительна с точки зрения допустимой загрузки усилителей, из рис. 11.11*б* следует, что требуемый динамический диапазон регулировки выравнивателя в середине участка еще близок к 4 дБ. С учетом рассмотренных факторов может потребоваться второй линейный выравниватель, так что структура системы будет соответствовать изображенной на рис. 11.12*а*.

С другой стороны, в системе на рис. 11.11 линейный выравниватель на средней станции может состоять из двух частей, выполняющих соответственно предварительное и последующее выравнивания.

---

[1]) Может показаться, что предположение о систематическом суммировании отклонений, вызванных различными источниками, слишком пессимистично. Однако более тщательный анализ показывает, что это не совсем так. В какое-либо время как кабель, так и усилители подвержены одним и тем же температурным изменениям. Если затухание кабеля с изменением температуры в определенную сторону растет, а усиление линейных усилителей падает, то отклонения будут действительно складываться. Подобное утверждение неверно для корреляции температурных и производственных искажений. Производственные искажения имеют колебательный характер и многократно пересекают ось нулевого значения. Таким образом, если отклонения взаимно компенсируются в одной части полосы, в другой ее части они могут складываться. Поэтому предположение о сложении отклонений довольно реалистично.

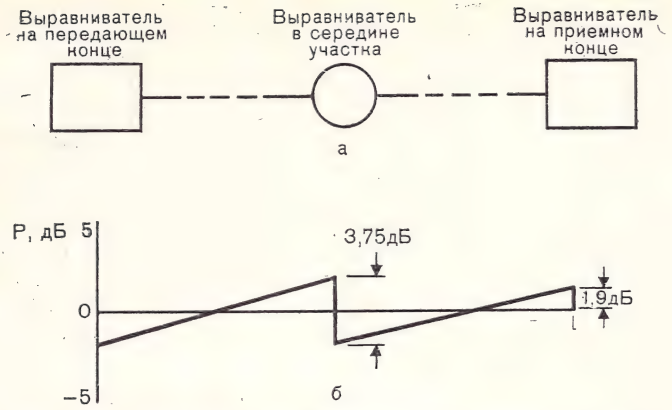


Рис. 11.11. Включение выравнивателя на середине участка: *а* — размещение выравнивателей; *б* — отклонение уровня сигнала из-за температурных изменений усиления

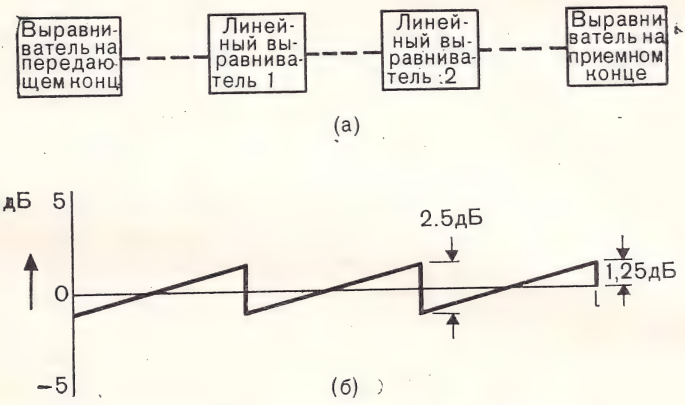


Рис. 11.12. Включение двух линейных выравнивателей: *а* — размещение выравнивателей; *б* — отклонения уровня сигнала из-за температурных изменений усиления

Изменения уровня сигнала, вызванные изменением температуры усилителя, после выравнивания, показаны на рис. 11.12*б*.

12. ГЛАВА

Слоговое компандирование и система ТАСИ

В главе рассматриваются два специальных метода: слоговое компандирование и дополнительная передача речевых сигналов в естественных паузах разговора (ТАСИ) и их влияние на расчет аналоговых систем передачи.

Две характеристики речевого сигнала позволяют применять эти методы для увеличения пропускной способности систем связи. В принципе речевой телефонный сигнал имеет широкий диапазон волюмов с большим пик-фактором и является неравномерным по своей природе. При компандировании используется наличие в речи широкого диапазона волюма, а в ТАСИ используется прерывистый характер речи.

12.1. СЛОГОВЫЕ КОМПАНДЕРЫ

Слоговые компандеры [1, 2, 3] представляют собой электронные устройства, управляемые речевыми сигналами, используемые для улучшения отношения сигнал/шум в телефонном канале. Слово *компандер* является объединенным сокращением слов компрессор и экспандер, т. е. сжиматель и расширитель. Компрессор связан с каждым каналом на передающем конце, и соответственно экспандер связан с каждым каналом на приемном конце. Эти устройства являются обычно частью низкочастотного оборудования канала таких систем, как ВЧ системы типа N, где возможность использования недорогой кабельной линии обеспечивается благоприятным отношением сигнал/шум, реализуемым в результате компандирования. При этом стоимость оконечного оборудования возрастает, что, однако, окупается малой стоимостью линейного оборудования.

Компандер обеспечивает защищенность от шума при передаче речевых сигналов несколькими способами. Компрессор поднимает волюм слабых речевых сигналов и сужает диапазон волюмов до того, как сигналы подвергаются воздействию шума в системе передачи. Таким образом, в передающей среде отношение сигнал/шум улучшается. Компрессор действует как усилитель речевых сигна-

лов на входе тракта передачи, но его усиление уменьшается по мере роста волюма сигналов. Обычно волюм на выходе компрессора изменяется на 1 дБ при изменении уровня входного сигнала на каждые 2 дБ. Экспандер выполняет противоположную операцию, внося затухание, возрастающее при уменьшении волюма речевого сигнала. Во время произнесения слога усиление компрессора и затухание экспандера зависят от средней мощности источника речевых сигналов. Во время паузы в речи затухание экспандера постоянно и очень высоко. Следовательно, шум в период паузы претерпевает значительное затухание. Этот процесс обеспечивает основное повышение защищенности от шума.

Диаграмма уровней на рис. 12.1 показывает работу компандера системы типа N при синусоидальных сигналах. Идеальная проходная характеристика компрессора и экспандера, с помощью которых получена эта диаграмма уровней, показана на рис. 12.1б и может быть описана следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} P_{\text{к вых}}\,[\text{дБм}] &= \frac{P\,[\text{дБм0}]}{K} + A; \\ P_{\text{э вых}}\,[\text{дБм0}] &= KP\,[\text{дБм0}] - KA, \end{aligned}\right\} \qquad (12.1)$$

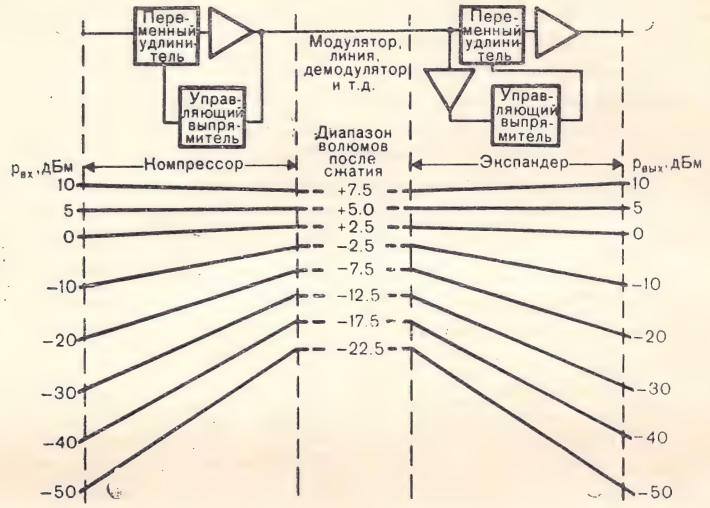
где $P_{\text{к вых}}$ — мощность на выходе компрессора; $P_{\text{э вых}}$ — мощность на выходе экспандера; P — мощность на входе компрессора; K и A — коэффициенты, зависящие от схемы компандера.

Величина коэффициента сжатия K определяется характеристикой компрессора, а величина KA определяется координатами точки пересечения характеристик компрессора и экспандера.

Для максимального подавления шума величины K и A должны быть максимально большими. Однако по практическим соображениям величина K берется равной 2, а KA обычно составляет 5,0 дБм. Величина K ограничивается, поскольку затухание передающей среды между компрессором и экспандером увеличивается в K раз. Использование бóльших значений K потребовало бы значительно более жестких допусков на изменение затухания и на относительную частотную характеристику в полосе тональных частот тракта передачи. Кроме того, труднее обеспечить небольшие расхождения характеристик компрессора и экспандера при широком диапазоне волюмов на входе компандера. Величина KA ограничивается пиковой мощностью, которая может быть передана.

На рис. 12.1 (нижний) видно, что в отсутствие речевых сигналов сигналы шума, с уровнем около — 22 дБм или менее на входе экспандера, будут уменьшены по уровню на 28 дБ. В присутствии речевых сигналов относительное уменьшение уровня шума не обеспечивается, поскольку работой экспандера управляет речевой сигнал. Однако в этом случае шум маскируется речью и оказывает меньшее мешающее действие, чем в отсутствие речи. Общий эффект таков, что система может работать со значительно бóльшим уровнем шума, переходного разговора или помехи вплоть до входа экспандера, чем это было бы допустимо в других случаях. При

передаче данных защищенность от шумов при слоговом сжатии не обеспечивается, и уровень энергии сигналов передачи данных должен быть постоянным и непрерывным (как в аппаратуре пере-



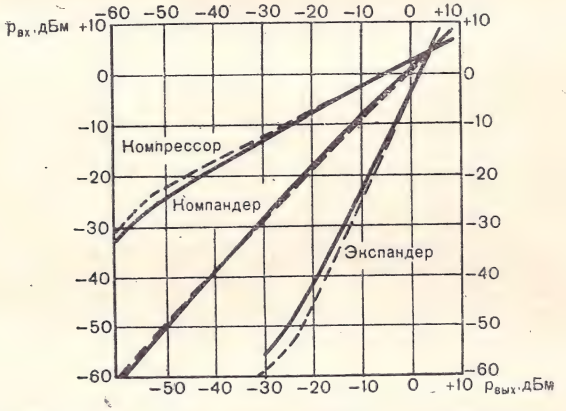


Рис. 12.1. Характеристики входа—выхода компрессоров и экспандеров системы типа N (входная и выходная мощности выражены в дБм в точке нулевого уровня передачи)

дачи данных с ЧМ или ФМ) с тем, чтобы устранить возможность ошибок, обусловленных переходным процессом в компандере.

Другой важной характеристикой слоговых компандеров является реакция на резко нарастающие сигналы, такие, как выбросы речевых сигналов и импульсные тональные сигналы. Например, резкое увеличение входного сигнала сначала вызовет резкое увеличение сигнала на выходе компрессора, причем этот выброс начнет тут же снижаться до принятого значения. Обратный процесс

имеет место при снижении уровня входного сигнала. Время протекания этих процессов называется временем установления и временем восстановления (оба эти периода определяются проектировщиком). Если эти периоды слишком коротки, то для достоверной передачи сигнала на выходе понадобится более широкая полоса частот. Если период установления слишком продолжителен, то длительность перегрузки сигналом может оказаться избыточной. Если период восстановления слишком продолжителен, то уровень шума в паузах между слогами может стать недопустимым. В рекомендациях МККТТ [4] период установления задается равным или меньшим 5 мс, а период восстановления — равным или меньшим 22,5 мс.

Компрессор изменяет распределение амплитуд речевого сигнала, что следует учитывать при оценке влияния сжатого сигнала на многоканальную загрузку и на нелинейные шумы. Для того чтобы понять природу этого влияния, рассмотрим систему с компандированием, представленную на рис. 12.2. Пусть A и B — точ-

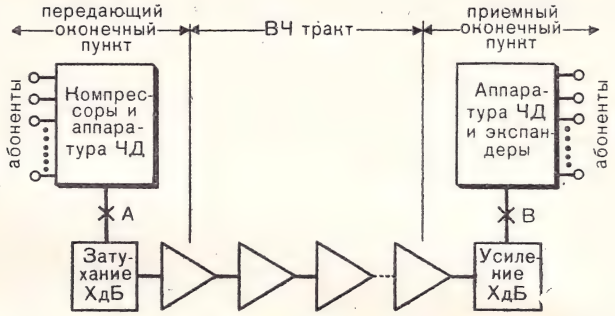


Рис. 12.2. Структурная схема системы с компандерами

ки фиксированного уровня до подключения компандеров. Многоканальная загрузка P_s в точке A может быть определена из ур-ния (6.22):

$$P_s = V_0 - 1{,}4 + 0{,}115\,\sigma^2 + 10\log\tau_L + 10\log N + \Delta_c \text{ [дБм0]}.$$

После компандирования P_s изменится, поскольку компрессор меняет значения V_0, σ и Δ_c. Предположим, что средняя мощность источника речевого сигнала ($V_0 - 1{,}4$) составляет —16 дБм0 и что σ равна 5 дБ. Из ур-ния (12.1) получаем среднюю мощность источника речевого сигнала — 16/2+2,5 = —5,5 дБм0, т. е. имеем увеличение на 10,5 дБ. Среднее квадратическое отклонение σ уменьшается на коэффициент $K=2$ или с 5 до 2,5 дБ, а член $0{,}115\,\sigma^2$ уменьшается на 2,2 дБ. Величина Δ_c является функцией σ для постоянных τ_L и N, как видно из ур-ния (6.21), а величины Δ_c представлены в табл. 12.1. Для 100-канальной системы Δ_c уменьшается на 2,2 дБ. Таким образом, для этой системы компандирование увеличивает многоканальную загрузку P_s на +10,5—2,2—

ТАБЛИЦА 12.1

Значения Δ_c

Число каналов	Δ_c для σ=2,5 дБ	Уменьшение Δ_c для σ=2,5 и 5,0 дБ	Число каналов	Δ_c для σ=2,5 дБ	Уменьшение Δ_c для σ=2,5 и 5,0 дБ
10	18,4	3,4	200	11,9	1,8
20	16,9	2,9	500	11,0	1,2
50	14,6	2,5	1000	10,4	1,0
100	13,0	2,2			

—2,2=6,1 дБ. Поэтому уровень сигнала в линии необходимо снижать с помощью удлинителя (обозначенного X на рис. 12.2) с тем, чтобы получить ту же пиковую загрузку. Это соответственно снижает эффект компандирования, так как для восстановления нужного уровня на приемном конце требуется введение усиления.

Уровень тепловых шумов в точке B не зависит от сигнала на входе и может быть рассчитан методами, изложенными в предыдущих главах. Нелинейные шумы в точке B можно рассчитать на основе новых величин V_0 и σ, полученных в результате сжатия из ур-ния (7.27). Можно показать, что уровень нелинейных шумов увеличивается больше, чем увеличивается P_s.

Соотношение между шумом в точке B и на выходе экспандера следует проанализировать. Из рис. 12.1 видно, что шум в интервале между слогами не будет увеличиваться, если он не превышает — 22 дБм на входе экспандера. При более низких значениях мощности шум, проходя через экспандер, будет затухать на 28 дБ. Однако реальная величина подавления шума меньше, так как экспандер не срабатывает мгновенно и поскольку шум во время произнесения слогов не подавляется относительно сигнала. Субъективные испытания показывают, что на эти эффекты должна быть сделана скидка 5 дБ. Таким образом, чистый выигрыш компандирования в отношении тепловых шумов составляет (в дБ) 28—5—x, где x — рост P_s в результате сжатия. Выигрыш в отношении нелинейных шумов (дБ) на 28—5 дБ меньше, чем увеличение нелинейных шумов, рассмотренное ранее.

12.2. ТАСИ

В прошлом система ТАСИ [5] обычно использовалась в системах связи по подводным кабелям. Новые системы могут применяться на смешанных, кабельных и спутниковых каналах.

При нормальном телефонном разговоре каждый абонент говорит менее чем половину времени. Остальная часть времени состоит из слушания, пауз между словами и слогами и пауз в разговоре. Измерения на эксплуатируемых трансатлантических каналах показали, что энергия речевых сигналов, определяемая детекто-

рами системы ТАСИ, присутствует в среднем только в течение 40% того времени, когда канал занят на коммутаторе. Это коэффициент активности ТАСИ, который не следует путать с коэффициентом активности речи, используемым при расчетах загрузки и при определении продуктов нелинейных искажений. Поскольку в цепях дальней связи для двух направлений передачи используются отдельные тракты, каждый односторонний канал свободен, в среднем, в течение приблизительно 60% времени. В системе ТАСИ используется именно это свободное время в результате обнаружения речевого сигнала и передачи его по свободному каналу. Этот канал остается занятым, пока длится речевой сигнал и пока канал не потребуется для другого источника речевого сигнала.

В течение периодов малой нагрузки коммутация в системе не осуществляется и канал остается закрепленным за данным источником речевого сигнала до конца разговора. В периоды большой нагрузки речевые сигналы могут коммутироваться в различные каналы. Процесс закрепления канала и коммутации осуществляется в течение миллисекунд, так что теряется лишь небольшая часть начального слога. Увеличение пропускной способности каналов при использовании ТАСИ определяется коэффициентом ее активности, допустимым процентом «подавлений» (доля времени, в течение которой число активных источников речевых сигналов превышает число каналов) и числом имеющихся каналов. Например, в системе ТАСИ-В 96 каналов могут в среднем обслуживать 235 абонентов.

Применение ТАСИ предусматривает затраты на коммутационное оборудование и логическое управление, но если сравнить эти затраты с затратами на дополнительные средства связи по кабелю или через спутник, то ТАСИ может обеспечить существенное снижение затрат на канал. Проблемы, состоящие в обнаружении речевой энергии, координации подключений на обоих концах и в управлении системой таким образом, чтобы влияние подавления оказалось пренебрежимо малым, весьма сложны. Для этого в составе каждого оконечного комплекта должна находиться специальная ЭЦВМ.

Что же касается системы передачи между комплектами ТАСИ, то применение ТАСИ просто означает увеличение коэффициента активности загрузки τ_L до новой величины

$$\tau'_L = \frac{N_T}{N_C}\,\tau_L,$$

где N_T — число абонентов, желающих говорить; N_C — число имеющихся каналов. Коэффициент τ'_L должен быть использован для расчета нелинейных шумов. Будут иметь место два вида влияния на многоканальную загрузку: ее средняя величина будет возрастать, а Δ_c — снижаться. Новое значение Δ_c можно определить, построив кривые, аналогичные показанным на рис. 6.4, использо-

вав значения τ'_L. Однако на практике более просто рассчитать многоканальную загрузку для N_T источников речевых сигналов. Например, при наличии 96 каналов можно обслужить около 235 разговоров. Следовательно, многоканальная загрузка для 96 каналов рассчитывалась бы для $N_T=235$, $\tau_L=0{,}25$ при величинах V_0 и σ, измеренных для данных источников речевых сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 12

1. **Dickieson A. C., D. Mitchell,** and **C. W. Carter, Jr.** «Application of Compandors to Telephone Circuits», Trans. AIEE, vol. 65 (Aug. 1946), pp. 1079—1086.
2. **Rizzoni E. M.** «Compandor Loading and Noise Improvement in Frequency Division Multiplex Radio Relay Systems», Proc. IRE (Feb. 1960).
3. **Boyd R. C.** et al. «N2 Carrier System», Bell System Tech. J., vol. 44 (May-June 1965), pp. 731—822.
4. **The International** Telegraph and Telephone Consultative Committee (CCITT). Blue Book, vol. 3, Third Plenary Assembly (Geneva: May 25—June 26, 1964), Recommendation G-162, p. 62.
5. **Fraser J. M., D. B. Bullock** and **N. G. Long.** «Overall Characteristics of a TASI System», Bell System Tech. J., vol. 51 (July 1962), pp. 1439—1454.

13. ГЛАВА

Передача телевизионных и видеотелефонных сигналов

Концерн Белл Систем эксплуатирует многие тысячи километров широкополосных трактов, которые обслуживают телевизионные вещательные компании. В главе рассматриваются телевизионные сигналы, передаваемые по этим трактам, а также расчетные нормы для каналов связи. Кроме того, приводится краткое описание разрабатываемой в настоящее время системы видеотелефонной связи.

13.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Телевизионный сигнал [1] содержит информацию, на основании которой можно достоверно восстановить изображение. Неподвижное монохромное изображение можно выразить как изменение яркости в двухмерном поле. При подвижном изображении функция яркости также меняется во времени. Поэтому подвижное изображение является функцией яркости по трем независимым переменным.

Электрический сигнал характеризуется амплитудой тока или напряжения, являющейся функцией времени. В любой данный момент времени сигнал может определять значение яркости только в одной точке изображения. Поэтому при преобразовании всего изображения в электрический сигнал необходимо систематически развертывать (сканировать) изображение. Если развертка осуществляется с достаточной быстротой, достигается удовлетворительное воспроизведение деталей изображения и движения. Развертка изображения в общем виде представляет собой серию почти горизонтальных линий, проходящих слева направо, начиная с верхней части полукадра изображения. При достижении нижней части изображения процесс начинается снова, причем строки полукадров чередуются (рис. 13.1).

Для успешного преобразования сигнала в изображение на приемной стороне необходимо передавать специальные импульсы. В стандартном сигнале они имеют вид периодически передаваемых коротких импульсов (импульсов синхронизации или синхроимпульсов), обозначающих характерные точки развертки, такие, как, на-

пример, начало развертки строк и кадров. При этом подразумевается, что перемещение луча развертки в интервалах между синхроимпульсами является равномерным в пределах данного полу-

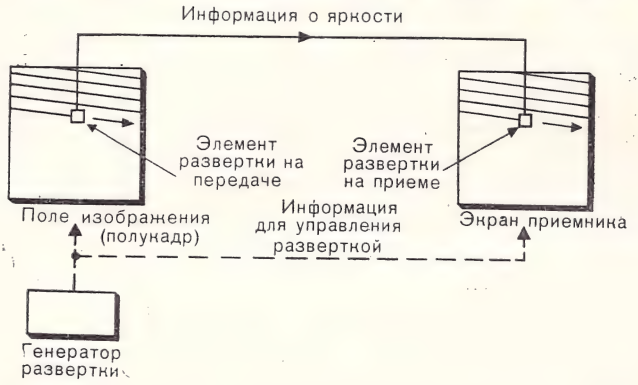


Рис. 13.1. Процесс развертки в телевидении

кадра. Кроме того, должна быть предусмотрена возможность выделения синхроимпульсов из видеосигнала. Это осуществляется с помощью разделения по времени и полярности. Часть телевизионного сигнала показана на рис. 13.2.

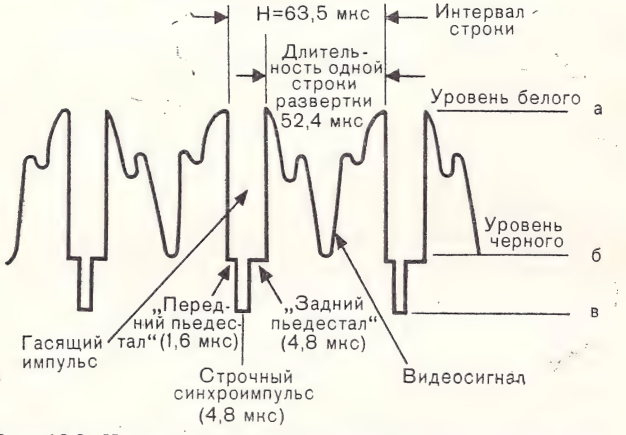


Рис. 13.2. Часть телевизионного сигнала со строчными синхроимпульсами

Видеосигнал прерывается на период обратного хода луча и заменяется сигналом черного, называемого гасящим импульсом. Поэтому обратный ход луча не виден на изображении. Импульсы строчной синхронизации накладываются на гасящие импульсы и занимают диапазон амплитуд от *б* до *в*. Так как видеосигнал занимает диапазон от уровня белого *а* до уровня черного *б*, то диапазон от *б* до *в* оказывается «чернее черного» и синхроимпульсы не видны на изображении.

Импульсы строчной синхронизации обеспечивают синхронизацию отдельных строк развертки. Точно так же требуется обеспечивать кадровую синхронизацию (по вертикали). Это осуществляется с помощью более длительного импульса в том же диапазоне амплитуд, как показано на рис. 13.3. Врезки на этом импульсе

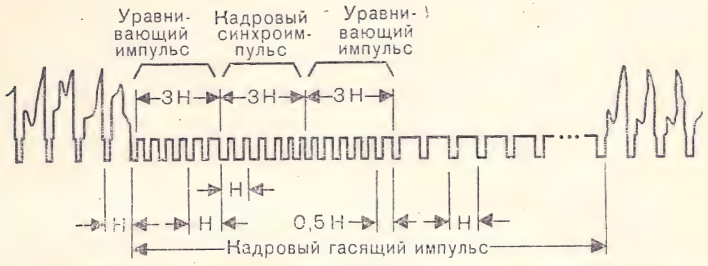


Рис. 13.3. Часть телевизионного сигнала с кадровыми синхроимпульсами

обеспечивают строчную синхронизацию, а в приемнике различие между кадровыми и строчными синхроимпульсами производится по их различной длительности. В период обратного кадрового хода луча также обеспечивается гашение.

ВИДЕОСИГНАЛЫ

На рис. 13.2, 13.3 показаны части обычных сигналов строчной и кадровой синхронизации, входящих в состав телевизионного сигнала системы NTSC (525 строк) [1]. Интервал времени H между началом одной строки и началом следующей составляет 63,5 мкс (15,750 кГц — частота строк). Изображение развертывается по вертикали со скоростью 60 полукадров в секунду. Каждый пол-

[1]) В СССР состав и параметры телевизионных сигналов определяются стандартом ГОСТ 7845-55. Предусматривается чересстрочная развертка изображения. Число строк разложения равно 625, число кадров 25, частота строк 15 625 кГц, длительность строки $H = 64$ мкс. Номинальная ширина видеоканала 6 МГц. В большинстве социалистических стран используется стандарт СССР. Краткий перечень параметров некоторых зарубежных систем телевидения приведен в следующей таблице. (Прим. ред.).

Страна	Число строк разложения	Число кадров в сек.	Частота строк, Гц	Номинальная ширина видеоканала, МГц
Англия	405	25	10 125	3
Япония	525	30	15 750	4
ФРГ, Швеция и др.	625	25	15 625	5
Франция, Бельгия	819	25	20 475	10

ный кадр состоит из двух чередующихся полукадров, что дает частоту 30 кадров в секунду. Развертка чередующихся полукадров начинается с середины строки. Синхронизация при этом осуществляется уравнивающими импульсами, следующими с частотой, в два раза превышающей частоту строчной развертки, в период гашения кадров. Из 525 строк, образующих кадр, видны лишь около 93% из-за гашения в период обратного хода кадровой развертки.

Амплитудные и временные соотношения различных составных частей видеосигнала измеряются с помощью осциллографа. Метод измерения и требования к амплитудным соотношениям и к кор-

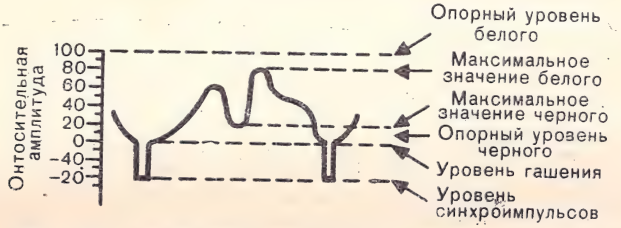


Рис. 13.4. Соотношения амплитуд в телевизионном сигнале

ректировке амплитуд были стандартизированы Институтом инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (IEEE). Шкала норм IEEE приведена на рис. 13.4.

ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ ВО ВРЕМЯ ПЕРЕДАЧИ КАДРОВОГО ГАСЯЩЕГО ИМПУЛЬСА

Телевизионные сигналы, поступающие с основных сетей телевизионного вещания, могут содержать испытательные сигналы, используемые для измерения определенных характеристик передачи. Испытательные сигналы вводятся в тракт вещательными компаниями на строках 18 и 19 во время передачи кадрового гасящего импульса. Эти сигналы, передаваемые после сигналов полного кадра изображения, используются для контроля в эксплуатационных условиях и позволяют приблизительно оценить качество передачи, не создавая помехи на изображении. Обычно используемые виды сигналов показаны на рис. 13.5; они включат в себя:

1) импульс, соответствующий уровню белого и отдельные пакеты шести синусоидальных частот для измерения частотной характеристики;

2) синусквадратичный импульс и прямоугольный импульс для получения информации о переходных характеристиках;

3) ступенчатый сигнал с наложением на каждую ступеньку пакета поднесущей 3,58 МГц для получения информации о дифференциальном усилении и дифференциальной фазе.

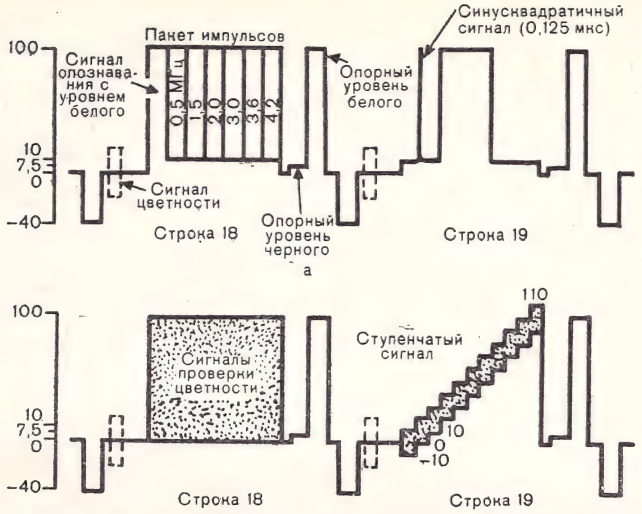


Рис. 13.5. Тест-сигналы, передаваемые во время передачи кадрового гасящего импульса:
а — полукадр *1; б* — полукадр *2*

В настоящее время рассматривается вопрос о дополнительных испытательных сигналах, предназначенных, в частности, для цветного телевидения (см. рис. 13.5*б*).

ПОЛОСА ЧАСТОТ

Полоса частот, занимаемая телевизионным сигналом, зависит от частоты кадров и размера передаваемых деталей. Важные составляющие имеют частоту кадровой развертки 30 Гц. Поэтому необходимо обеспечить передачу частот, начиная почти от нуля, чтобы получить удовлетворительную фазовую характеристику на частоте 30 Гц. Субъективные визуальные испытания показывают, что при ограничении спектра частот сверху частотой около 4 МГц имеет место очень незначительное ухудшение качества изображения. Более широкая полоса частот приводит к улучшению качества изображения, однако, как показывает анализ, это не было бы экономически целесообразным. С другой стороны, уменьшение полосы до 3 МГц приводит к заметному снижению качества монохромной передачи. В цветном телевидении такая полоса неприменима, так как цветовая поднесущая равна 3,58 МГц.

Рекомендуется рассчитывать требуемую полосу частот, делая некоторые упрощающие допущения. Стандартное телевизионное изображение в США имеет частоту кадров 30 Гц при числе строк на кадр, равном 525. Соотношение ширины и высоты изображения составляет 4 : 3.

Разрешающая способность по вертикали. Из-за потери строк в период гашения между кадрами разрешающая спо-

собность снижается приблизительно до 93%. Дальнейшее снижение разрешающей способности обусловлено самим процессом развертки. Поскольку строки развертки являются дискретными и имеют конечную длину, относительное положение строк развертки и любых горизонтальных линий в развертываемом оригинале скажется при воспроизведении. Например, если оригинал состоит из чередующихся черных и белых линий такой же толщины, что и строки развертки, и точно совпадают с ними, воспроизведение будет точным. Если же эти линии оригинала проходят по границе между строками развертки, то получится серое изображение. Экспериментальное исследование показывает, что для обычных изображений этот эффект уменьшает разрешающую способность по вертикали почти до 70%. В результате число вертикальных элементов, которые могут быть воспроизведены, составит $n_v = 525 \times 0{,}7 \times 0{,}93 = 342$.

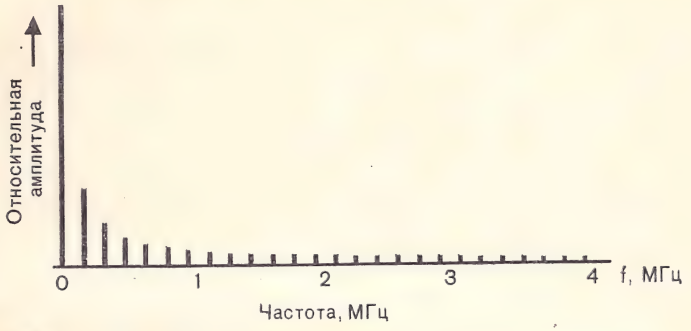
Разрешающая способность по горизонтали. Разрешающая способность по горизонтали определяется самой высокочастотной составляющей телевизионного сигнала. Если для упрощения допустить, что простая синусоида создает ряд чередующихся черных и белых пятен, можно легко увидеть, что самая мелкая деталь, которая может быть воспроизведена, определяется синусоидой максимальной частоты передачи (безусловно, в предположении, что размер пятна разложения не является ограничивающим фактором). Субъективные испытания показывают, что удовлетворительные результаты можно получить при равенстве разрешающих способностей по горизонтали и вертикали. Следовательно, поскольку соотношение ширины и высоты составляет 4 : 3, требуемое число элементов по горизонтали на строку развертки равно $n_h = 4/3 \times 342 = 456$.

Требуемая полоса частот. Синусоида, которая создала бы 456 чередующихся черных и белых пятен, имела бы 228 периодов на длине строки. Как показано на рис. 13.2, длительность строки развертки равна 52,4 мкс. Поэтому максимальная передаваемая частота должна быть $f_{макс} = (228$ циклов на строку$)/(52{,}4$ мкс на строку), или около 4,3 МГц. Несмотря на все допущения, этот результат несущественно отличается от общепринятой величины 4,2 МГц.

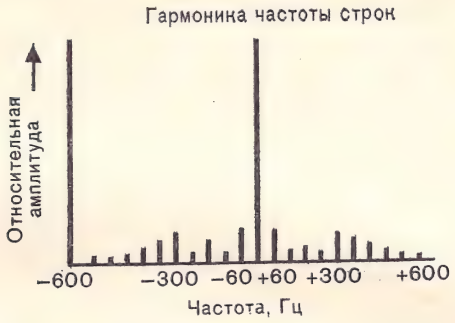
СПЕКТР

В процессе развертки определяется основное распределение энергии в полосе сигнала. Строчная развертка изображения обеспечивает концентрацию энергии сигнала в гармониках частоты строк. Кадровая развертка со скоростью 60 полукадров в секунду дает боковые полосы по 60 Гц от каждой гармоники частоты строк. Поэтому телевизионный сигнал образуется рядом фиксированных частот, которые меняются по фазе и амплитуде с малой скоростью только в результате движения луча по изображению. Каждая из этих частот может рассматриваться как несущая, около которой в результате движения появляются боковые полосы. В итоге полу-

чается частотный спектр, подобный показанному на рис. 13.6. На рис. 13.6*а* показана целиком полоса 4 МГц с указанием относительной амплитуды гармоник частоты строк для типичного сиг-



а



б

Рис. 13.6. Составные частоты сигнала в монохромном телевизионном спектре:
а — типичный спектр; *б* — боковые полосы около каждой гармоники частоты строк

нала. Показана лишь каждая десятая гармоника, а составляющие частоты 60 Гц вблизи нулевой частоты для простоты опущены. Небольшая часть рис. 13.6*а* в увеличенном масштабе показана на рис. 13.6*б* для иллюстрации наличия боковых полос частоты 60 Гц, сосредоточенных около каждой гармоники частоты строк.

ЦВЕТНОЙ ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ СИГНАЛ

Система цветного телевидения NTSC [2] использует три характеристики цвета: яркость, цветовой тон и насыщенность. Яркость составляет основу, на которой работают современные монохромные системы. Цветовой тон — это субъективно воспринимаемый признак цвета, который позволяет отнести его к тому или иному

цвету: красному, синему, зеленому, желтому и т. д. Насыщенность определяет степень смешения цветового тона с белым. Например, розовый цвет представляет собой красный цвет с малым насыщением. Поэтому сигнал цветного телевидения должен содержать информацию о яркости, цветовом тоне и насыщенности. В системе цветного телевидения для передачи информации о яркости используется тот же тип сигнала, что и в монохромной системе. К этому добавляется информация о насыщенности и цветовом тоне, что и является основным отличием сигнала цветного телевидения от сигнала монохромного телевидения. Необходимость одновременной передачи трех видов информации вместо одного без взаимного влияния и искажений предъявляет новые требования к средствам связи. Эта ситуация аналогична одновременной передаче двух или более тональных сигналов при ВЧ связи. Если тракт имеет идеально линейную характеристику, то трудности с разделением телефонных каналов на приемном конце не возникают. Если тракт не линейный, каналы влияют друг на друга и появляется переходный разговор.

Информация о насыщенности и цветовом тоне добавляется к сигналу яркости в виде нового широкополосного сигнала, модулирующего цветовую поднесущую 3,58 МГц. Амплитуда этого сигнала характеризует насыщение цвета. Большая амплитуда соответствует высокой насыщенности или яркому цвету. Насыщенность цвета будет искажаться, если усиление в системе передачи на частоте цветовой несущей является функцией амплитуды сигнала яркости. Это изменение в передаче амплитуды сигнала яркости называется *дифференциальным усилением.* Наличие дифференциального усиления в системе, используемой для передачи сигналов цветного телевидения, может привести к тому, что на изображении некоторые цвета могут быть тусклыми или размытыми, а другие перенасыщенными.

Мгновенное соотношение фаз цветовой поднесущей и опорного синхросигнала той же частоты (сигнал цветовой вспышки) определяет цветовой тон. Сигнал цветовой вспышки состоит приблизительно из девяти периодов цветовой поднесущей, размещенных на строчных гасящих импульсах, как показано на рис. 13.7.

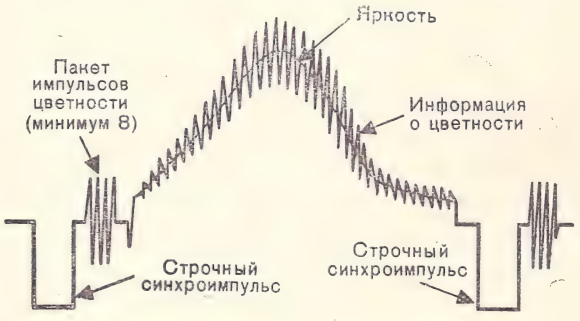


Рис. 13.7. Форма сигнала цветного телевидения

Искажения цветового тона появятся, если мгновенный сдвиг фаз в системе передачи на частоте цветовой поднесущей является функцией амплитуды сигнала яркости. Это изменение в сдвиге фаз цветовой поднесущей, вызванное изменениями в амплитуде сигнала яркости, называется *дифференциальной фазой.*

Частота цветовой поднесущей 3,579545 МГц является нечетной гармоникой половины частоты строк (7867 Гц для цветного телевидения). Это используется для того, чтобы чередовать составляющие спектра сигнала цветности с составляющими сигнала яркости. Спектр частот типичного сигнала цветного телевидения системы NTSC показан на рис. 13.8. Более мелкие составляющие сигнала

Рис. 13.8. Спектр системы цветного телевидения NTSC

цветности по обе стороны от поднесущей получаются в процессе развертки, как при передаче сигнала яркости; они меняются по амплитуде и фазе в соответствии с передаваемой информацией о цветовом тоне и насыщенности.

13.2. ИСКАЖЕНИЯ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ И НОРМЫ

Нормы на передачу телевизионных сигналов, как и телефонных, основываются на результатах большого числа субъективных испытаний. Были проведены длительные проверки качества телевизионного изображения, в ходе которых к изображению добавляли различные искажения и результаты представляли одной из семи заданных оценок в диапазоне от «незаметно» до «неприемлемо». Данные от всех наблюдателей были объединены для определения кривой, соответствующей «среднему» наблюдателю. В общем случае нормы на тот или иной эффект были определены таким образом, чтобы «средний» наблюдатель находил искажения на изображении «едва заметными». Искажения изображения обусловлены в первую очередь следующим:

1) ограничением полосы частот;
2) отклонением характеристик передачи от номинальных;
3) переходным влиянием;
4) флуктуационными шумами;
5) одночастотной помехой;
6) влиянием нелинейности.

ИСКАЖЕНИЯ ВСЛЕДСТВИЕ ОГРАНИЧЕНИЯ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

Неискаженные тест-сигнал или тест-таблица, воспроизводимые на видеоконтрольном устройстве (ВКУ), показаны на рис. 13.9. Отметим, что вертикальные линии на таблице могут проходить и в центральный круг. Для иллюстрации искажения вследствие ограничения полосы частот предположим, что фильтр нижних частот, имеющий характеристику передачи плоскую до 1 МГц и затем спадающую со скоростью 6 дБ на октаву, включен между датчиком изображения и ВКУ. После этого испытательная таблица воспроизводится в виде, представленном на рис. 13.10. Изображение потеряло четкость; вертикальные линии сливаются вблизи центрального круга (см. нижний клин).

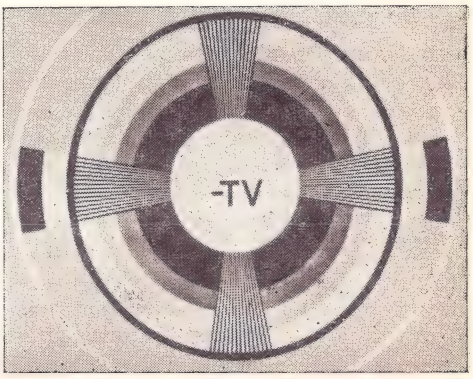


Рис. 13.9. Тест-таблица при неискаженном сигнале

ИСКАЖЕНИЯ ВСЛЕДСТВИЕ ОТКЛОНЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЧИ

Если амплитудно-частотная характеристика и характеристика ГВЗ не являются плоскими в требуемой полосе частот, то это приводит к ряду искажений изображений, а именно, тянущиеся продолжения, полосы, окантовка (пластика), колебательные процессы и эхо.

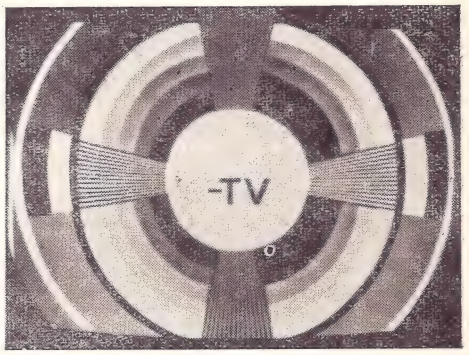


Рис. 13.10. Тест-таблица при загибе характеристики передачи на частоте 1 МГц

Тянущиеся продолжения. Тянущиеся продолжения вызываются искажениями характеристики передачи в нижней части спектра, приблизительно до 200 кГц и на несколько более высоких частотах. Эти искажения свойственны передаче сигналов как при монохромном, так и при цветном телевидении. Амплитудные и фазовые искажения в нижней части диапазона частот (ниже 5 кГц) сказываются не в столь сильной мере, так как используются электронные схемы фиксации уровня. Схемы фиксации уровня восстанавливают низкочастотные составляющие сигнала, которые не были переданы достоверно. Они позволяют увеличить допуск на амплитудные и фазовые искажения на частоте 60 Гц

как минимум на 35 дБ, но эффективность их действия снижается с повышением частоты. Схемы фиксации уровня используются во всех телевизионных сетях концерна Белл [3].

Окантовки изображения (выбросы телевизионного сигнала). Выбросы телевизионного сигнала являются результатом реагирования на скачок уровня сигнала. Резкая перегрузка обычно вызывается выбросом сигнала и является следствием подъема усиления на высоких частотах. При этом появляется черная окантовка справа от белых объектов и белая окантовка справа от черных объектов.

Колебательные процессы. Затухающий колебательный процесс обычно является следствием передачи резких границ изображения в системе, имеющей конечную полосу пропускания с крутым срезом в верхней части полосы частот. Колебательный процесс может быть также результатом значительной неравномерности характеристики тракта передачи в узкой полосе частот ниже частоты среза. Когда сигнал, содержащий резкий переход, подается в такую цепь, затухающие колебания имеют место на частоте среза или на другой частоте, где имеется неравномерность. Длительность колебательного процесса зависит от степени неравномерности. Амплитуда колебательного процесса увеличивается при подъеме характеристики усиления перед неравномерностью.

Эхо-сигнал. Эхо-сигнал [4] может быть определен как повторное изображение исходного видеосигнала, смещенное от него по горизонтали. Эхо-сигнал появляется из-за искажений в тракте передачи, так что импульсы сигнала попадают к зрителю в два или более дискретные моменты времени. Мешающее действие эхо-сигнала зависит не только от его амплитуды, но и от временного смещения и характера исходного видеосигнала. Практически эхо-сигналы не дают истинного воспроизведения исходного сигнала, поскольку отклонения характеристик передачи обычно не являются непрерывными по всей полосе.

НОРМЫ НА ОТКЛОНЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЧИ

Рассмотренные типы искажений имеют общее то, что все они являются результатом отклонений характеристик передачи и их можно уменьшить с помощью амплитудной и фазовой коррекции. Можно установить допуски на отклонения характеристик передачи, которые обычно представляются в виде норм на эхо-сигналы.

Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики. Допуски на амплитудную и фазовую характеристики задаются отдельно для мелкоструктурных и крупноструктурных отклонений в частотной области. На рис. 13.11 показано в качестве примера искажение фазо-частотной характеристики после вычитания линейной составляющей фазовой характеристики. Колебания с большим периодом (показаны штриховой линией) считаются крупноструктурными. Такие изменения описываются так же, как имеющие большой период, в том смысле, что для наблюдателя, производящего измерения с помощью свип-

генератора, они представляются медленно изменяющейся кривой.

Искажения с малым периодом, показанные сплошной линией, называются мелкоструктурными. В количественном представлении искажения имеют мелкую структуру, если Δf значительно меньше 555 кГц, и крупную структуру, если Δf значительно больше

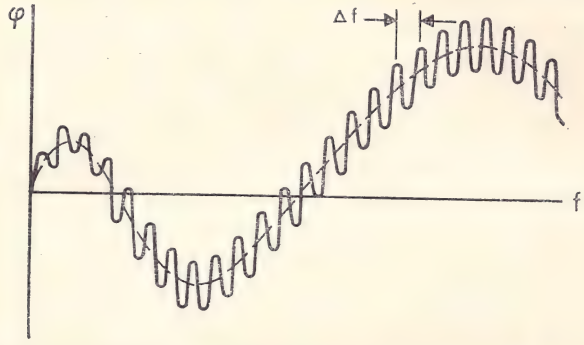


Рис. 13.111. Фазовая характеристика в установившемся режиме

555 кГц. Данное определение является несколько произвольным, однако его применяют также и для АЧХ.

Нормы на крупную структуру для монохромного телевидения в диапазоне от 7875 Гц (половина строчной частоты) для верхней границы составляют $\pm 0{,}025$ мкс для ГВЗ и $\pm 1{,}4$ дБ для усиления. Однако для цветного телевидения усиление на частоте 3,6 МГц (цветовая поднесущая) должно быть приблизительно тем же, что и на низких частотах.

Нормы на мелкую структуру для синусоидальных отклонений в полосе частот составляют $\pm 0{,}8°$ для фазы и $\pm 0{,}12$ дБ для усиления (это соответствует норме на удаленный эхо-сигнал —40 дБ). Эти нормы даются при условии раздельного появления искажений фазы и искажений затухания. Если они появляются одновременно, предельные значения должны быть разделены на $\sqrt{2}$. Если искажение имеет место только в части полосы частот, норма может быть менее жесткой. Допустимые искажения в верхней части полосы, за исключением участка вблизи цветовой несущей, могут быть значительно больше, чем в нижней части полосы.

Нормирование эхо-сигналов. Искажения характеристик передачи могут быть также выражены через эхо-сигналы, имеющие различные амплитуды и задержки по отношению к основному сигналу. Влияние эхо-сигналов было определено методом субъективных оценок по отношению к задержке эхо во времени и к частоте отклонений, которые имеют место в части диапазона передаваемых частот. Взвешивание по времени и взвешивание по частоте, а также метод, в соответствии с которым многократные эхо-сигналы суммируются по своему мешающему действию, создают основу для оценки тракта по эхо-сигналам.

Можно показать, что небольшое отклонение усиления, имеющее косинусоидальную форму, в диапазоне передаваемых частот создает два симметричных эхо-сигнала одинаковой полярности: один опережающий, а другой отстающий от полезного сигнала. Связь между периодичностью отклонения характеристики передачи (фазы или усиления) Δf и вызываемым смещением эхо-сигнала определяется соотношением $T=1/\Delta f$. Если отклонение амплитудно-частотной характеристики имеет крупную структуру, результирующее смещение эхо-сигнала T будет невелико. Например, крупноструктурное амплитудное искажение косинусоидальной формы с частотой $\Delta f=2$ МГц приведет к появлению двух эхо-сигналов, отстоящих на 0,5 мкс от сигнала, или на 3,3 мм на экране размером 43 см при стандартной скорости развертки. Мелкоструктурное амплитудное отклонение высокой периодичности $\Delta f=200$ кГц привело бы к появлению эхо-сигналов, смещенных на 5 мкс, т. е. на 33 мм от сигнала. Точно так же можно показать, что небольшое искажение фазы, имеющее синусоидальную форму, в полосе частот приводит к появлению двух эхо-сигналов: одного опережающего, а другого запаздывающего, но имеющих противоположную полярность.

Приведенные примеры представляют собой простые случаи. Обычно характеристики передачи не имеют непрерывных синусоидальных искажений в зависимости от частоты, а являются более сложными. Их можно анализировать методами Фурье, причем сложные искажения фазовой и амплитудной характеристик можно представить рядом синусоидальных искажений по всей полосе частот, при этом каждое из этих искажений вызывает появление двух эхо-сигналов.

Последней ступенью является определение общей нормы на отклонения характеристик на канал. Это осуществляется вычислением корня квадратного суммы квадратов всех взвешенных эхосигналов для определения величины одного, эквивалентного эхосигнала.

С помощью субъективных испытаний было установлено, что качество изображения ухудшается в одинаковой степени при наличии как ряда эхо-сигналов, какими бы сложными они ни были, так и при одном эхо-сигнале соответствующей амплитуды, отстоящем более чем на 10 мкс от основного изображения. Отношение амплитуды этого эквивалентного эхо-сигнала к амплитуде полного телевизионного сигнала, выражаемое в децибелах, определяется как норма на эхо-сигнал для канала связи.

Взвешивание по времени. Субъективные испытания показали, что воспринимаемое ухудшение качества из-за наличия эхо-сигналов зависит от расстояния по времени между полезным сигналом и эхо-сигналом. Близрасположенные эхо-сигналы имеют тенденцию маскироваться сигналом. Более запаздывающие эхо-сигналы не маскируются и обычно оказывают большее мешающее действие. Функция взвешивания по времени, показанная на рис. 13.12, относится и к опережающему и к запаздывающему

эхо-сигналу. Например, эхо-сигналы, отстоящие от полезного сигнала на 0,5 мкс, оказывают мешающее действие, приблизительно на 11 дБ меньшее, чем эхо-сигналы той же величины, но отстоя-

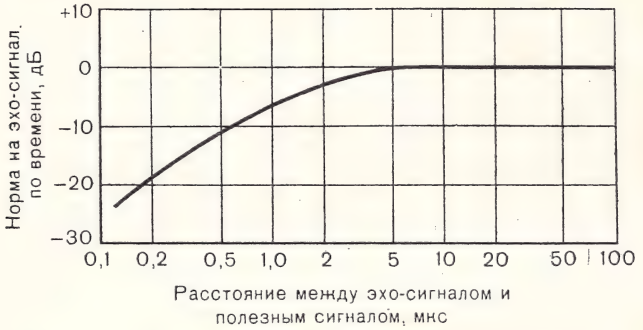


Рис. 13.12. Взвешивающая функция эхо по времени

щие на 10 мкс. Взвешивание по времени должно быть принято во внимание при определении нормы по эхо.

Взвешивание по частоте. Когда отклонения характеристик передачи наблюдаются лишь в части полосы частот, влияние эхо уменьшается соответственно отношению полос. Это влияние более сильно, когда отклонения имеют место на нижних видеочастотах. В результате появляются эхо-сигналы, представляющие собой повторное изображение, но с малой четкостью. Причем отклонения той же величины, имеющие место на высоких частотах, создают эхо-сигналы, состоящие из узких пиков, соответствующих каждой резкой вертикальной линии изображения. Обычно эти пики маскируются шумом и оказывают меньшее мешающее действие, чем повторное изображение. Эти эффекты можно характеризовать функцией взвешивания по частоте, показанной на рис. 13.13. Из рисунка следует, например, что отклонение, сосредоточенное приблизительно около частоты 1 МГц, оказывает мешающее действие, на 14 дБ меньшее, чем такое же отклонение около частоты 50 кГц. Абсолютные величины взвешивающей функции выбраны таким образом, чтобы площадь, охватываемая кривой (от 0 до 4 МГц), равнялась единице, так чтобы отклонение по всей полосе частот составило 0 дБ. Однако для цветного телевидения взвешивание по частоте вблизи цветовой поднесущей не применимо из-за увеличенной чувствительности в этой зоне.

При использовании кривой взвешивания по частоте в случае синусоидальной пульсации усиления или фазы, сосредоточенной на частоте f_1, имеющей полосу B, приходится учитывать два фактора: коэффициент полосы $10 \log B/4{,}2$, и коэффициент взвешивания, заданный на рис. 13.13. Следовательно, если отклонение сосредоточено около частоты 2 МГц и занимает полосу $B = 0{,}42$ МГц, коэффициент полосы составит —10 дБ, а коэффициент взвешивания по частоте будет равен —10 дБ. Таким обра-

зом, мешающее действие этого отклонения на —20 дБ меньше действия отклонения той же амплитуды и периодичности, но охватывающего всю полосу частот.

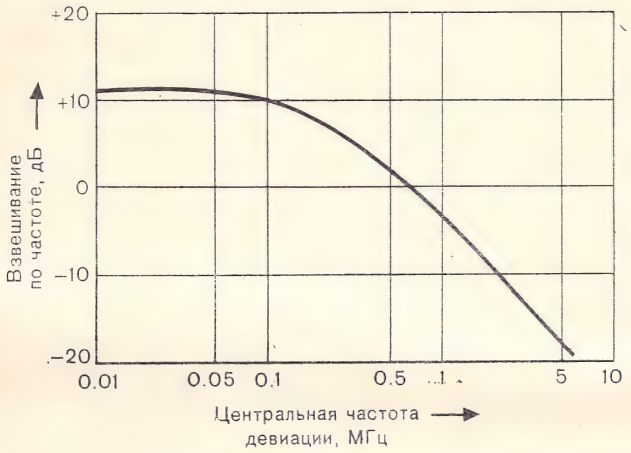


Рис. 13.13. Взвешивающая функция по частоте для монохромного телевидения

Нормы на эхо-сигналы. Норма на эхо-сигналы, принятая в Белл Систем для телевизионной сети длиной 4000 миль, содержащей радиорелейные и кабельные междугородные каналы, видеоканалы и все коммутационные устройства, составляет —40 дБ.

ПЕРЕХОДНОЕ ВЛИЯНИЕ

Переходное влияние в спектре видеочастот [5] является важным обстоятельством, которое следует учитывать, когда две или более видеосистемы работают на соседних кабельных парах. Если связь между системами велика, переходное влияние одной системы серьезно влияет на качество изображения, передаваемого в другой системе.

В результате появляется изображение ненужного сигнала, неритмично перемещающееся из края в край по полезному изображению. Это перемещение обусловлено недостатком синхронизма между независимыми видеоисточниками. При перемещении переходного изображения создается впечатление, что оно кадрировано. Этот кадр образуется строчным и кадровым гасящими импульсами и значительно более заметен, чем какая-либо другая особенность мешающего изображения. При пороговом значении переходного влияния какое-либо подобие кадра или изображения отсутствует, а имеет место лишь слабое мерцание по мере перемещения кадра по некоторым серым участкам основного изображения.

Когда амплитудно-частотная характеристика связи между системами имеет подъем, переходное изображение появится в виде контура на полезном изображении.

Норма переходного затухания для монохромных сигналов между точками равного уровня представлена на рис. 13.14, где требуемое переходное затухание на частоте 4 МГц дано в зависимости от наклона характеристики переходного затухания в децибелах на октаву. Если тракт влияния одного видеоканала на дру-

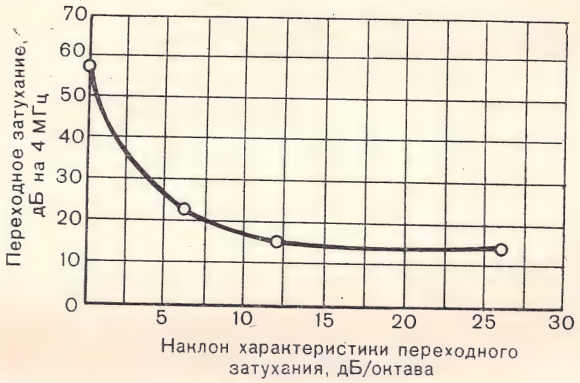


Рис. 13.14. Норма переходного влияния для монохромных сигналов

гой имеет плоскую частотную характеристику, то затухание должно составлять 58 дБ на всех частотах. Если, однако, на низких частотах затухание велико, то для частоты 4 МГц задается менее жесткая норма. Например, если затухание в тракте переходного влияния снижается на 6 дБ на октаву, то затухание 23 дБ на 4 МГц считается удовлетворительным; соответствующее затухание на частоте 20 кГц будет в этом случае равно 69 дБ.

Характеристика на рис. 13.14 показывает сосредоточенное, а не распределенное переходное влияние. Когда переходное влияние распределено на большой длине и к тому же на соседних парах, мешающее изображение будет менее четким и, вероятно, можно было бы задавать менее жесткие требования.

Несмотря на ослабление нормы переходного затухания на частоте 4 МГц при переходе от плоской к наклонной частотной характеристике, зачастую именно эти последние требования труднее всего выполнить. Это особенно верно для переходного влияния на ближнем конце в кабельных цепях, по которым в противоположных направлениях передаются видеосигналы. По мере увеличения длины кабеля до ближайшего линейного усилителя или оконечного пункта имеют место два явления: 1) величина входящего сигнала уменьшается, 2) крутизна наклонного выравнивания в усилителе приема увеличивается. Первое явление приводит к увеличению переходного влияния между цепями, а второе — к увеличению влияния переходного сигнала на высокой частоте.

В системе передачи видеосигналов широкополосные флуктуационные шумы возникают в первую очередь во входных усилителях каждого промежуточного пункта или приемного оконечного пункта. Последующие выравниватели и усилители формируют спектр этих шумов. На рис. 13.15 показаны спектры шумов для нескольких систем, используемых для передачи телевизионных сигналов.

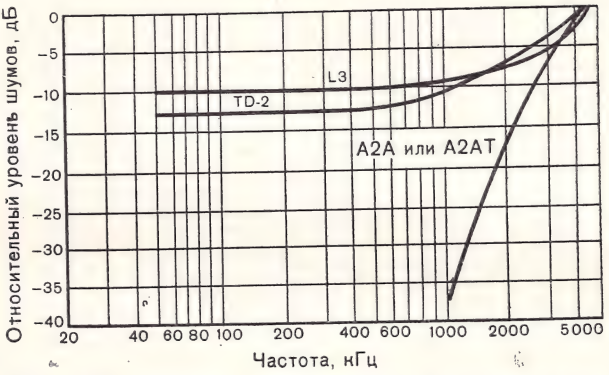


Рис. 13.15. Типичные спектральные кривые шумов систем

Были проведены субъективные испытания для определения мешающего влияния флуктуационных шумов, распределенных по телевизионному диапазону [6]. На рис. 13.16 показана взвешиваю-

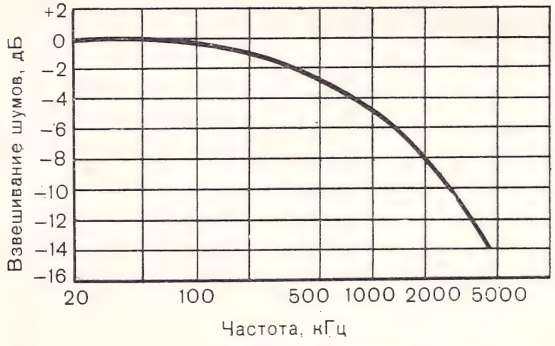


Рис. 13.16. Взвешивающая функция шумов

щая кривая, полученная в результате субъективных оценок. Взвешивание применяется как для цветного, так и для монохромного телевидения и производится с помощью простого прибора, такого, как измеритель мощности, дающего возможность непосредственного измерения взвешенных шумов.

Общие принципы, выработанные в результате этих субъективных испытаний, были сформулированы следующим образом:

1. Низкочастотные шумы оказывают большее мешающее действие, чем высокочастотные шумы той же мощности.

2. Данная величина мощности шумов мешает сильнее, если она сконцентрирована в узкой полосе, а не распределена по более широкой полосе в том же диапазоне частот.

3. Зрение человека совместно с существующими телевизионными контрольными устройствами не обеспечивает точного суммирования взвешенных мощностей шумов для получения общей оценки мешающего действия полос флуктуационных шумов. Однако можно получить компромисс применением измерителя мощности с взвешивающим контуром.

Чтобы измерить действительное отношение уровня сигнала к уровню взвешенных шумов в телевизионной системе, между выходом системы и широкополосным измерительным прибором включают контур, имеющий характеристику, показанную на рис. 13.16. Показания этого прибора будут соответствовать действующим значениям напряжения общих взвешенных шумов E_N. Если нормальный телевизионный сигнал имеет в этой точке размах E_S, то отношение сигнала ко взвешенным шумам в децибелах определится как $20 \log E_S/E_N$. Здесь напряжение размаха, которое включает в себя импульсы синхронизации, а также видеосигнал, сравнивается с действующим значением напряжения шумов. Эти напряжения легко измерить, а напряжение размаха видеосигнала хорошо известно.

Норма на отношение сигнала ко взвешенным шумам для системы протяженностью 4000 миль, определенная на основании субъективных испытаний и взвешивающей кривой на рис. 13.16, составляет 53 дБ. Норма на участок телевизионной магистрали, естественно, значительно выше. Согласно существующим нормам во всех местных телевизионных системах, входящих в общую телевизионную сеть, допускается величина шума около 57 дБ. Если пять местных участков имеют максимальную протяженность и тем самым исчерпывают все нормы, то нормой для каждого участка максимальной протяженности становится $57 + 10 \log 5 = 64$ дБ.

ОДНОЧАСТОТНАЯ ПОМЕХА

Добавление мешающего синусоидального сигнала к телевизионному создает полосы на изображении. Если мешающая частота является произведением кратного множителя на основную гармонику частоты строк или частоты полукадров, полосы будут стационарными. Если мешающая частота не является произведением кратного множителя частоты развертки, помеха на изображении будет перемещаться.

Видимость полос по вертикали или по горизонтали зависит от амплитуды помехи и от угла зрения наблюдателя. Поэтому для заданного расстояния от экрана помеху 4 МГц труднее увидеть,

чем помеху 1 МГц. Высокочастотная помеха, которая почти синхронна с составляющей частоты строк, оказывает значительно большее мешающее действие, чем помеха от частоты, приходящейся между составляющими частоты развертки. Это обстоятельство следует учитывать при выборе величины цветовой поднесущей 3,579545 МГц, которая располагается между 227-й и 228-й гармониками строчной частоты. Мешающее влияние полос зависит также от фона изображения; эффект легче всего наблюдать на сером фоне.

Были проведены пороговые наблюдения для определения нормы на этот вид помех. Полное представление результатов показало бы большое число максимумов и минимумов по мере приближения или удаления мешающей частоты к синхронизации с частотами, кратными частоте строк. Если представлять только наиболее критичные пороговые точки, то получается кривая, изображенная на рис. 13.17.

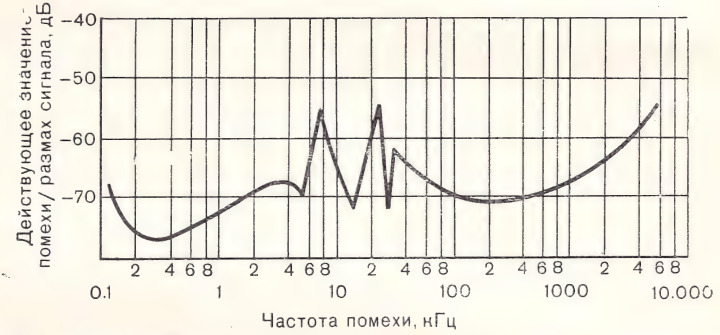


Рис. 13.17. Одночастотный порог для монохромного сигнала, наблюдаемый на монохромном видеоконтрольном устройстве

Изменение яркости. Если мешающий сигнал [7] с частотой менее 100 Гц накладывается на телевизионное изображение (обычное изображение, содержащее яркие места, тени и различные по интенсивности полутона) и помеха едва заметна, она может проявляться не в виде полос, а в виде колебаний яркости и мерцаний на некоторых участках изображения. Частота колебаний будет равна частоте биений между мешающим сигналом и частотой полукадров 60 Гц. Это мерцание более заметно и обладает более значительным мешающим действием, чем искажения яркости, вызываемые мешающим сигналом, синхронным с какой-либо составляющей частоты полукадров.

Для определения допустимого уровня низкочастотной помехи были проведены испытания с субъективной оценкой. В этом случае в качестве нормы взято такое отношение сигнал/помеха, которое «средний» наблюдатель находит едва заметным. Такая кривая воспроизведена на рис. 13.18 и показывает, что наиболее критичной частотой мерцания является частота около 5 Гц.

Другой причиной появления движущихся полос и колебаний яркости является модуляция телевизионного сигнала (передаваемого в видеоспектре или в спектре ВЧ систем) напряжениями про-

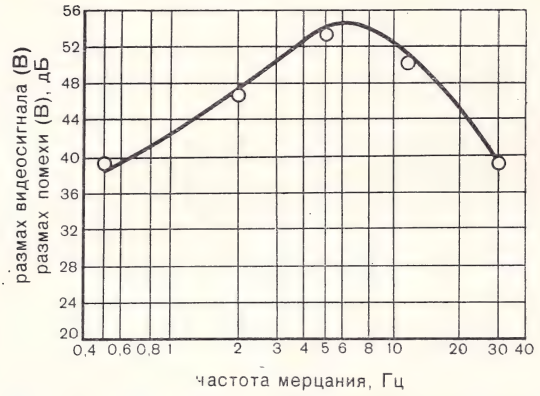


Рис. 13.18. Допустимые пределы для низкочастотных помех

мышленной частоты в промежуточных усилителях систем передачи. В системах передачи нормы на этот эффект значительно облегчены вследствие использования схем фиксации уровня в оконечном телевизионном оборудовании.

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ

Нелинейные искажения возникают в усилителях системы передачи. Обычно при расчете усилителя нелинейность оценивается в результате измерения продуктов нелинейных искажений второго и третьего порядков. Члены нечетных порядков, в частности третьего, обусловливают появление члена основной частоты, который может считаться членом сжатия. По мере приближения к порогу перегрузки данного усилителя отношение 1 : 1 между входным и выходным уровнями перестает существовать, и считается, что на выходе имеет место сжатие. При передаче телевизионных сигналов это может привести к сжатию синхросигнала и видеосигнала (монохромного или цветного). Определяющие требования на сжатие для сигнала цветного телевидения задаются в виде характеристик дифференциального усиления и дифференциальной фазы в системе передачи. Было установлено, что разборчивый зритель может определить изменения оттенков вследствие искажения дифференциальной фазы величиной 5—10° и вследствие искажения дифференциального усиления величиной от 2 до 4 дБ. Эти оценки строго зависят от содержания изображения и формы искажений.

Как и прежде, величины допустимых нелинейных искажений устанавливаются для всей системы передачи. Если качество передачи цветного телевидения удовлетворительное, то качество передачи монохромного телевидения будет выше удовлетворительного.

ПЕРЕЧЕНЬ НОРМ

Различные нормы для всей системы протяженностью 4000 миль для удовлетворительной передачи телевизионных сигналов могут быть представлены следующим образом:

1. *Полоса частот* должна составлять приблизительно 4,2 МГц, желательно с плавным загибом характеристики выше этой частоты.

2. Нормы на *усиление и время замедления* задаются так же, как и на эхо-сигнал, и должны быть не менее чем —40 дБ.

3. *Взвешенное действующее значение шумов* должно быть на 53 дБ ниже размаха видеосигнала. На рис. 13.16 приведены кривые взвешивания для цветного или монохромного телевидения.

4. Норма на *одночастотную помеху* является пороговой величиной, представленной на рис. 13.17 и 13.18.

5. Нормы на *дифференциальное усиление* и *дифференциальную фазу* составляют соответственно 2 дБ и 5°.

6. Норма *переходного влияния,* не зависящего от частоты, составляет 58 дБ. Если имеется частотная зависимость, норма определяется по кривой, приведенной на рис. 13.14.

13.3. ВИДЕОТЕЛЕФОННАЯ СВЯЗЬ

В настоящее время реализуются планы предоставления абонентам видеосвязи в дополнение к телефонной связи [8, 9, 10]. Эта служба под названием ПИКЧЕРФОН предназначена, в первую очередь, для передачи изображений абонентов, хотя для удовлетворения потребностей деловых абонентов предусмотрены средства, позволяющие передавать графические материалы с ограниченной четкостью. Первоначально служба найдет применение в центральных районах больших городов, т. е. в районах с высокой концентрацией деловых абонентов. В коммутируемой видеотелефонной сети сначала будет предусмотрена возможность доступа к ЭВМ и к службе широкополосной передачи данных; при необходимости сеть может быть использована и для таких служб, как цветная передача графических материалов с высоким качеством. Поскольку эта служба относительно нова, информация, даваемая в следующем кратком описании, может подвергнуться изменению.

ВИДЕОСИГНАЛ

Поскольку видеохарактеристики службы ПИКЧЕРФОН основываются на обеспечении приемлемого качества изображения при целесообразных затратах на линиях передачи с ограниченной полосой, при расчете было принято много компромиссных решений. Размер изображения, 13×14 см, был выбран для воспроизведения изображения головы и плеч абонента с достаточным запасом сбоку с учетом возможных перемещений человека во время нор-

мальной беседы. Как и в телевизионном вещании, используется чересстрочная развертка 2:1 при частоте кадров 30 в секунду и частоте полукадров 60 в секунду. Каждый кадр состоит приблизительно из 250 строк. Для передачи этого сигнала требуется полоса частот шириной около 1 МГц. Действительная полоса видеоканала, за исключением абонентской установки, имеет плоскую частотную зависимость от 0 до 1 МГц.

На рис. 13.19 показана часть видеосигнала, состоящего из четного и нечетного полукадров с синхроимпульсами и кадровыми

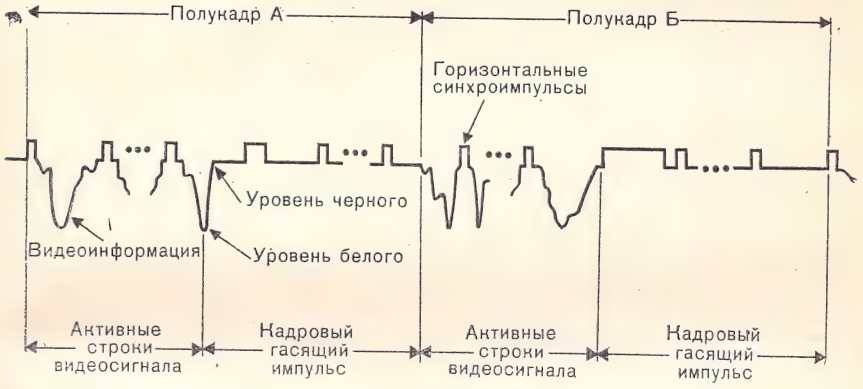


Рис. 13.19. Видеосигнал системы ПИКЧЕРФОН

гасящими импульсами. Для уменьшения влияния шума и помех, вносимых сетью, используется специальное формирование сигнала. Амплитуда синхроимпульса используется для автоматической регулировки усиления приемника для коррекции изменений затухания канала передачи на низких частотах.

ПЕРЕДАЧА ВИДЕОСИГНАЛОВ

Схема организации сети для службы ПИКЧЕРФОН показана на рис. 13.20. Начиная с выхода абонентской установки, видеосигнал остается в аналоговой форме для передачи по местной сети и преобразуется в цифровую форму для передачи по сети дальней связи. Расчет местной сети следует проводить особенно тщательно, поскольку аналоговый видеосигнал восприимчив к искажениям, вызываемым изменениями АЧХ и фазовой характеристики, к переходному влиянию, к помехам и шумам. Снижение этих влияющих факторов до приемлемых уровней при целесообразных затратах является основной проблемой при проектировании. При распределении норм между абонентскими и соединительными линиями большая часть выделяется на абонентские линии для снижения стоимости этих сооружений. Норма на короткие соединительные линии ограничивает дальность аналоговой передачи на видеочастотах на каждом конце соединения до 20 миль. Когда длина соединительных линий превышает эту величину, следует

использовать цифровую передачу, так как она относительно нечувствительна к искажениям при передаче и позволяет предотвратить дальнейшее ухудшение качества видеосигнала.

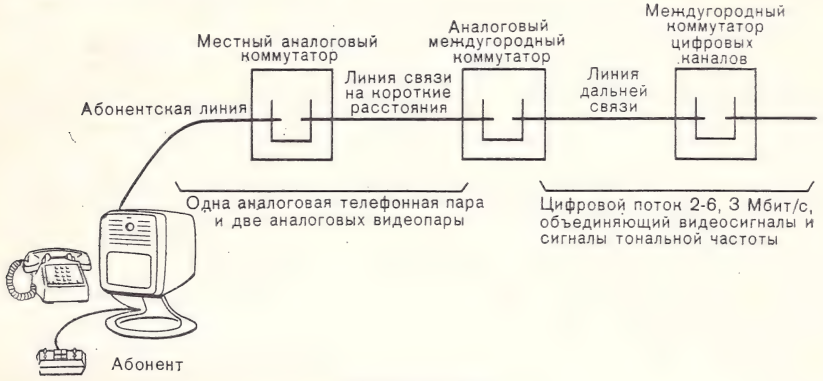


Рис. 13.20. Сеть связи системы ПИКЧЕРФОН

При распределении нормы на цифровые соединительные линии в соединении между оконечными станциями предусматривается только одно кодирование и декодирование видеосигнала. Поэтому при переходе к цифровой форме необходимо придерживаться этого вида передачи до точки, достаточно близкой к удаленному аппарату, так чтобы от нее можно было вести аналоговую передачу по соединительным и абонентским линиям. Такая цифровая передача используется на более высоких иерархических уровнях коммутируемой сети. План предусматривает аналоговую коммутацию в местной станции и коммутацию цифрового потока на междугородных станциях. В аналоговой части сети передачи видеоинформации будут использоваться непупинизированные кабельные пары диаметром 0,9, 0,6, 0,5 и 0,4 мм со специальными выравнивателями, расположенными через каждую милю. На всех соединительных линиях и длинных абонентских линиях потребуется автоматическая компенсация температурных изменений затухания кабеля. Для организации связи требуется три пары: по одной для каждого направления передачи и третья — для двусторонней телефонной связи в спектре тональных частот с передачей обычных сигналов управления, взаимодействия и контроля. Набор номера будет осуществляться по третьей паре, а видеотракт будет коммутироваться в местных станциях с помощью схемы коммутации, управляемой коммутационным оборудованием телефонной связи.

Для цифровой части сети сигналы тональной частоты будут кодироваться и проходить многократное преобразование вместе с цифровыми видеосигналами, образуя поток данных 6,3 Мбит/с, с помощью оконечного цифрового видеооборудования, рассмотренного в гл. 21. Для каждого направления передачи требуется один канал с пропускной способностью 6,3 Мбит/с. Вначале цифровая передача на короткие расстояния будет осуществляться по ВЧ

системе T2, а на дальние расстояния — по радиорелейной системе TD2 и кабельной системе L4. Ожидается, что в некоторых случаях будут использованы волноводные системы связи и коаксиальные системы с ИКМ.

План передачи сигналов тональной частоты для службы ПИКЧЕРФОН будет основываться на том, что большая часть телефонных соединений будет устанавливаться по цифровым каналам. Был разработан новый план, согласно которому проектируются абонентские линии, идентичные абонентским линиям при автоматической междугородной связи.

Междугородные линии и соединительные линии с междугородными станциями проектируют так, чтобы между оконечными пунктами сохранялось постоянное затухание, не зависящее от расстояний и числа соединительных линий, входящих в данную связь, в отличие от распределения остаточного затухания в сети автоматической междугородной связи. Следовательно, среднее затухание телефонного соединения в сети службы ПИКЧЕРФОН значительно ниже, и отклонение от этого среднего значения минимально. Подавление эхо-сигналов, при необходимости, может быть осуществлено аналоговым или цифровым методом в тракте тональной частоты в зависимости от типа данной соединительной линии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 13

1. **Fink D. G.** Television Engineering Handbook (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1957), chapters 1 and 2.
2. **Wentworth J. W.** Color Television Engineering (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1955).
3. **Doba S., Jr.** and **J. W. Rieke.** «Clampers in Video Transmission», Trans. AIEE, pt. I, vol. 69 (1950), pp. 477—487.
4. **Mertz P.** «Influence of Echoes on Television Transmission», J. Society of Motion Picture and Television Engineers, vol. 60 (May 1953), pp. 572—596.
5. **Fowler A. D.** «Observer Reaction to Video Crosstalk», J. Society of Motion Picture and Television Engineers, vol. 57 (Nov. 1951), pp. 416—424.
6. **Barstow J. M. and H. N. Christopher.** «Measurement of Random Video Interference to Monochrome and Color TV», Trans. AIEE, pt. I, vol. 81 (Nov. 1962), pp. 312—320.
7. **Fowler A. D.** «Observer Reaction to Low-Frequency Interference in Television Pictures», Proc. IRE, vol. 39 (Oct. 1951), pp. 1332—1336.
8. **Hall A. D.** «Experiments with PICTUREPHONE Service», Bell Laboratories Record (Apr. 1964), pp. 114—120.
9. **Carson D. N.** «The Evolution of PICTUREPHONE Service», Bell Laboratories Record (Oct. 1968), pp. 282—291.
10. **Bell** Laboratories Record, Special Issue, (May/June 1969).

Molnar J. P. «PICTUREPHONE Service—A New Way of Communicating», pp. 134—135.

Dorros, Irwin. «PICTUREPHONE», pp. 136—141.

Davis C. G. «Getting the Pisture», pp. 142—147.

Harris J. R. and R. D. Williams. «Video Service for Business», pp. 148—153.

Korn F. A. and A. E. Ritchie. «Choosing the Route», pp. 154—159.

Nast D. W. and I. Welber. «Transmission Across Town or Across the Country», pp. 162—168.

Andrews F. T., Jr. and H. Z. Hardaway. «Connecting the Customer», pp. 169—173.

Ekstrand S. O. «Devices—The Hardware of Progress», pp. 174—180.

Spencer A. E. «Maintenance—Keeping the System in Trim», pp. 181—185.

14. ГЛАВА

Введение в аналоговые СВЧ радиорелейные системы

Настоящая глава, а также следующие шесть глав описывают некоторые важные моменты, влияющие на проектирование, конструирование и применение СВЧ радиорелейных систем (РРЛ), и демонстрируют методы, используемые при оптимизации проектирования для конкретных применений. Рассматриваются также сходства и отличия этих систем и систем проводной связи.

В первую очередь, в качестве исходного сигнала будет рассматриваться группа телефонных каналов с частотным уплотнением. Сигналы телевидения, передачи данных и специальные сигналы обслуживания также можно передавать с помощью этих систем, однако проблемы, связанные с их передачей, здесь не затрагиваются.

В настоящей главе в основном обсуждаются лишь особенности проблем, связанных с СВЧ РРЛ, рассматриваемыми далее. В следующих пяти главах речь пойдет о распространении радиоволн, теории частотной модуляции, механизмах образования помех, распределении частот радиостволов. Наконец, в гл. 20 приводится упрощенный расчет РРЛ.

На СВЧ радиорелейные системы в настоящее время приходится примерно половина протяженности всех многоканальных систем связи фирмы Белл в США. Длины отдельных линий колеблются от менее 30 до более 6500 км. Объем передаваемой информации лежит в пределах от менее 60 до 22 000 телефонных каналов. Многообразны типы радиолиний, передающих эту информацию. РРЛ малой протяженности эксплуатируют обычно внутри штатов или в качестве раздаточных линий. РРЛ большой протяженности используются в первую очередь для связи между штатами при создании *магистральных пучков*. Хотя, как и в других комплексных системах связи, существуют исключения, как правило, РРЛ малой и большой протяженности проектируются на дальности соответственно 400 и 6500 км.

Прежде чем приступить к дальнейшему изучению, необходимо провести некоторое общее сравнение РРЛ с аналоговыми кабельными системами с АМ, описанными ранее. Хотя ряд концепций,

приведенных в предыдущих главах, непосредственно применим и к РРЛ, некоторые из них должны быть уточнены, а также введены новые.

14.1. СРАВНЕНИЕ ПРОВОДНЫХ СИСТЕМ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И РРЛ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В СВЧ РРЛ используется преимущественно частотная модуляция (ЧМ), поскольку на СВЧ отсутствуют линейные усилители для широкополосных АМ сигналов, обладающие требуемыми усилением и выходной мощностью. СВЧ усилители, применяемые в РРЛ, характеризуются существенно большей амплитудной нелинейностью, чем аналогичные усилители в кабельных системах. Однако ЧМ сигнал относительно малочувствителен к нелинейным искажениям подобного типа и поэтому его можно без особых искажений пропустить через усилители, обладающие насыщением или амплитудной нелинейностью.

ТЕПЛОВОЙ ШУМ

Как в АМ, так и в ЧМ системах тепловой шум определяет минимально допустимую амплитуду сигнала. При АМ уровень шума приводится ко входу усилителя ретранслятора, а при ЧМ — ко входу радиоретранслятора. Наибольший вклад в тепловой шум радиоретранслятора вносят первые каскады приемного устройства.

ПЕРЕХОДНЫЕ ШУМЫ

Переходной шум является одним из основных факторов, который необходимо учитывать при расчете ЧМ систем. Однако механизм генерации таких шумов заметно отличается от того, с которым сталкиваются в АМ системах. В последних переходный шум обусловливается амплитудной нелинейностью ретранслятора. Возникновение шума в ЧМ системах в первую очередь определяется флуктуациями коэффициента передачи и времени задержки. Поэтому переходный шум в АМ системах является функцией амплитуды сигнала, а в ЧМ системах — амплитуды девиации частоты. В последующих главах указывается, в каких случаях амплитуда девиации частоты в ЧМ системах является аналогом амплитуды сигнала в АМ системах.

РАЗМЕЩЕНИЕ РАДИОРЕТРАНСЛЯТОРОВ

Интервалы между радиоретрансляторами определяются в первую очередь прямой видимостью на пути сигнала и допустимой величиной сигнала на приеме. На относительно ровной местности увеличение длины интервала требует увеличения высоты антенной башни, что вносит экономические аспекты при выборе место-

положения ретрансляторов. Выходная мощность передатчика и усиление антенны также будут определять экономику выбора, однако ЧМ системы, в отличие от АМ кабельных систем, более гибки в вопросе выбора расстояния между радиоретрансляторами. Основная причина этого отличия состоит в среде распространения сигнала. Потери в кабеле измеряются и выражаются непосредственно в децибелах на километр, и увеличение вдвое длины кабеля приводит к увеличению вдвое величины потерь. Потери на участке распространения радиосигнала изменяются по закону 20 lg от длины интервала, и, таким образом, удвоение длины интервала увеличивает его потери лишь на 6 дБ. Следовательно, проблема выбора расстояния между радиоретрансляторами РРЛ не решается столь однозначно, как в кабельных АМ системах, где можно найти его точное значение, если известны характеристики ретранслятора, изменение параметров кабеля и требования, предъявляемые к системе. В РРЛ эта проблема включает в себя стоимость башен, географические особенности, замирания или поглощение в дожде, помехи и требования, предъявляемые к системе. С учетом всех этих факторов длина интервала между радиоретрансляторами находится в пределах 30—50 км.

14.2. СОСТАВНЫЕ ЧАСТИ СВЧ РРЛ

На рис. 14.1—14.4 показаны внутренние связи основных компонент СВЧ РРЛ. Схемные детали большей частью опущены. С точки зрения принципа действия целесообразно рассмотреть лишь те элементы, которые оказывают непосредственное влияние на выбор параметров системы.

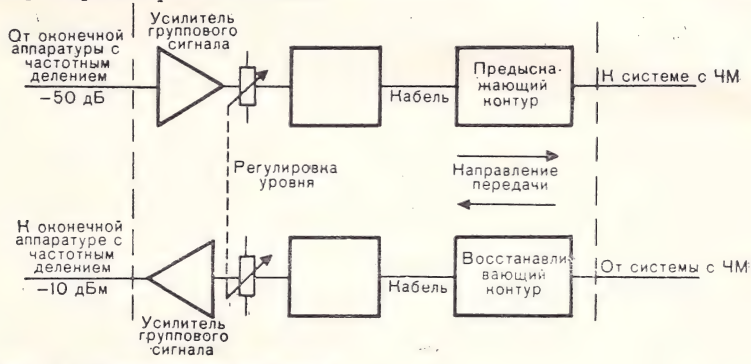


Рис. 14.1. Соединительные цепи

СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

Соединительные цепи, показанные на рис. 14.1, образуют границу раздела между радиочастотным оборудованием и оконечной аппаратурой уплотнения. Эти цепи используются для компенсации потерь в кабельной линии передачи, соединяющей аппаратуру

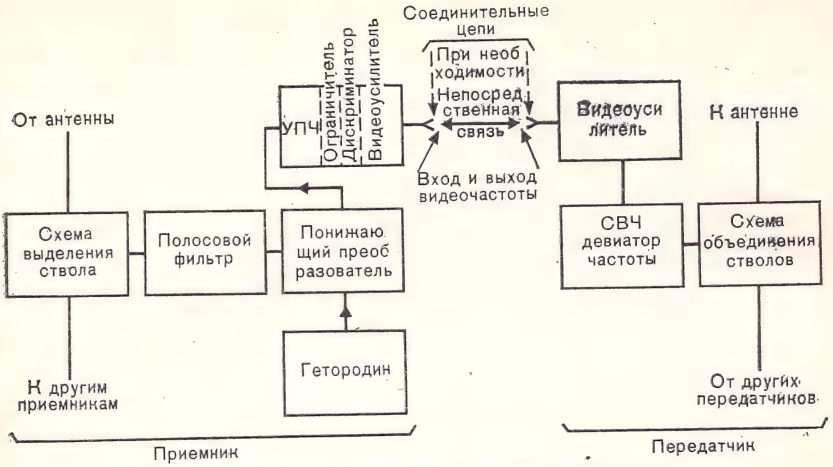


Рис. 14.2. Радиочастотный ретранслятор с демодуляцией сигнала

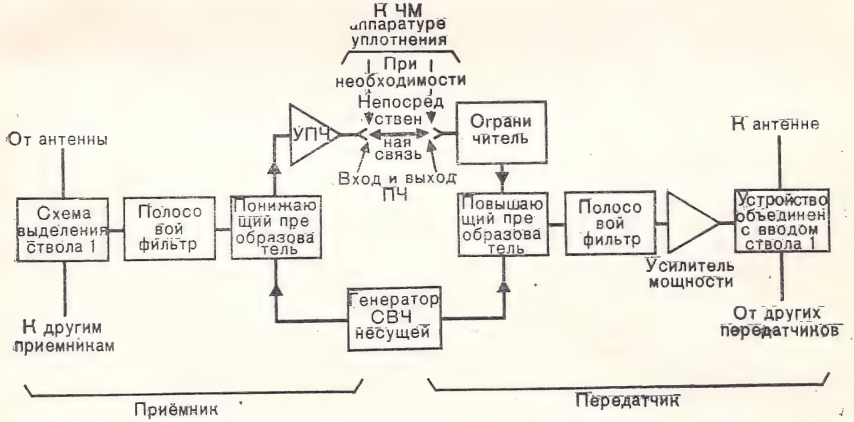


Рис. 14.3. Гетеродинный ретранслятор

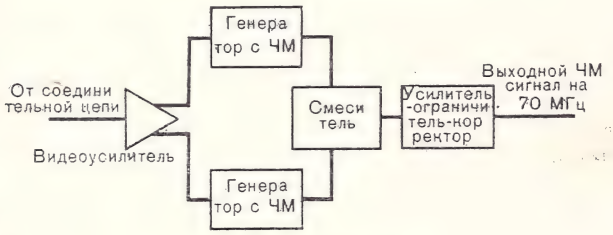


Рис. 14.4. Оконечный ЧМ передатчик

уплотнения и радиочастотное оборудование, которые могут быть разнесены на расстояние от 15 м до более чем 10 км. Кроме того, соединительные цепи определяют точки нормирования уровня сиг-

нала в групповом тракте и обеспечивают требуемую форму передаваемого сигнала с помощью предыскажающих и восстанавливающих контуров. Аппаратура уплотнения, показанная на рисунке, либо аналогична, либо полностью идентична используемой в кабельных системах.

РЕТРАНСЛЯТОР С ДЕМОДУЛЯЦИЕЙ СИГНАЛА

На рис. 14.12 показан радиоретранслятор с переходом на видеочастоту, который используется обычно в линиях связи малой протяженности. Модулирующий сигнал, несущий информацию, передается между приемником и передатчиком на видеочастоте, а затем преобразуется на новую несущую частоту. На оконечных станциях в указанных на рисунке точках включаются соединительные цепи, таким образом, групповые усилители оказываются связанными с аппаратурой уплотнения. Ретрансляторы с демодуляцией сигнала используются на коротких линиях в первую очередь для того, чтобы обеспечить на промежуточных станциях доступ к видеосигналу для ввода или вывода каналов.

ГЕТЕРОДИННЫЕ РЕТРАНСЛЯТОРЫ

На рис. 14.3 показан радиоретранслятор на промежуточной частоте (ПЧ), применяемый в линиях связи большой протяженности. В ретрансляторах этого типа, называемых *гетеродинными*, выход приемника соединен с передатчиком по ПЧ, где сигнал преобразуется вверх по частоте и излучается. Основным преимуществом этой системы является отказ от каскадов преобразований ЧМ—видео и видео—ЧМ, обязательных для ретранслятора с демодуляцией сигнала. Это позволяет не только исключить целый ряд источников шума, но и облегчить проблему коррекции, поскольку гетеродинный ретранслятор не искажает девиацию транслируемого сигнала.

Устройство для разделения стволов в левой части рисунка выделяет сигнал ствола *1*, а остальные сигналы пропускает по волноводу далее, до соответствующей выделяющей схемы. Полосовой фильтр приемника обладает высокими потерями для всех сигналов, исключая сигнал ствола *1*, и, следовательно, обеспечивает дополнительное подавление нежелательных сигналов в полосе пропускания этого ствола. Понижающий преобразователь и следующая за ним приемная схема обеспечивают на выходе сигнал ПЧ с постоянной амплитудой. Этот сигнал может быть подан, если это требуется, на оконечный приемник ЧМ сигнала для демодуляции или на СВЧ передатчик для ретрансляции. В передатчике используется ограничитель для исключения паразитной АМ сигнала, предназначенного для передачи. Если паразитная АМ не будет исключена, то в СВЧ усилителе мощности и последующих цепях приемника возникнет преобразование АМ—ФМ, что сильно ухудшит шумовые характеристики системы. Сигнал преобразуется на

новую частоту диапазона СВЧ с помощью повышающего преобразователя, усиливается усилителем мощности и складывается в устройстве объединения стволов с выходными сигналами других передатчиков для излучения в направлении следующей станции. Обычно мощность на выходе передатчика системы с гетеродинной ретрансляцией составляет 0,5—10 Вт. Принимаемый сигнал составляет примерно одну миллионную часть этой величины, т. е. примерно —39÷—20 дБм.

ОКОНЕЧНАЯ ЧМ АППАРАТУРА

В системах с гетеродинной ретрансляцией частота сигнала чередуется между частотами СВЧ и ПЧ диапазонов, так как сигнал проходит сначала путь по эфиру, а затем по тракту ретранслятора. На некоторых станциях необходимо иметь доступ к групповому сигналу для ввода, выделения или другой какой-либо модификации сигнальной нагрузки. В этих пунктах, а также на оконечных станциях системы используются оконечные ЧМ передатчики, предназначенные для генерации ЧМ сигналов на ПЧ и последующего преобразования на СВЧ, а также оконечные ЧМ приемники, служащие для демодуляции сигналов ПЧ и восстановления исходной информации.

Оконечный ЧМ передатчик, показанный на рис. 14.4, генерирует выходной ЧМ сигнал на частоте 70 МГц, получающейся в результате смешения сигналов двух модулируемых генераторов, номинальные частоты которых отличаются на 70 МГц. Эти два сигнала модулируются в противофазе для того, чтобы облегчить требования к линейности модуляции каждого генератора и обеспечить частичное подавление нежелательных продуктов модуляции.

ЧМ приемник, показанный на рис. 14.5, служит для восстановления исходного группового сигнала. Ограничитель служит для

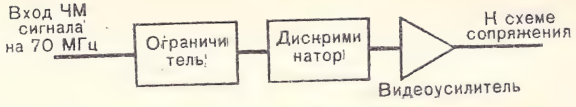


Рис. 14.5. Оконечный ЧМ приемник

исключения изменения амплитуды сигнала перед демодуляцией. К выходу оконечного приемного устройства подключается соединительная цепь для вывода сигнала и подачи его на аппаратуру уплотнения.

14.3. ОБЕСПЕЧЕНИЕ НЕПРЕРЫВНОСТИ РАБОТЫ

И проводные линии, и свободное пространство подвержены временным изменениям. Потери в кабеле изменяются с температурой, поэтому широкополосные АМ системы обычно содержат авто-

матические средства для регулировки усиления ретранслятора, для компенсации изменений потерь в кабеле. Потери при распространении в свободном пространстве изменяются в зависимости от атмосферных условий. Большую часть суток распространение радиосигнала в свободном пространстве происходит в относительно стабильных условиях. Однако в некоторые периоды, обычно в ночные часы, атмосферные условия могут меняться, что вызывает замирания. Во время замираний величина принимаемого сигнала в радиоканале может меняться в больших пределах, изредка несколько превышая нормальный уровень, но чаще падая на 20—40 дБ или более относительно нормального уровня. При возникновении замираний во всех радиочастотных каналах будет наблюдаться уменьшение уровня принимаемого сигнала, однако по теории вероятности очень глубокому замиранию в данный момент будет подвержен только один частотный участок. Глубокие замирания будут постепенно смещаться по рабочему диапазону частот, захватывая в разное время различные стволы. Однако возможно также и одновременное поражение двух или более стволов.

Цепь автоматической регулировки усиления в радиоприемных системах компенсирует замирания глубиной от 25 до 40 дБ в зависимости от типа системы. Для обеспечения уверенной непрерывной связи во время глубоких замираний обычно предусматривается автоматическое переключение на различного рода резерв. При этом резерв можно переключать как на отдельном участке, так и на нескольких участках сразу, при условии, что связь должна быть восстановлена в течение не более 30 мс после ее нарушения.

Важной задачей при проектировании СВЧ систем является изучение статистики нарушений связи из-за замираний, отказов аппаратуры и перерывов на обслуживание и ремонт в зависимости от числа резервных стволов. Учет этих факторов позволяет принять правильное инженерное решение при выборе числа резервных стволов. Исторически сложились два подхода к проблеме резервирования, базирующихся на учете конкретного диапазона рабочих частот и экономических аспектов рассматриваемой системы.

В системах дальней связи используется поучастковое резервирование от одного до десяти участков. Эти системы с пучками большой емкости на частотах 4 и 6 ГГц используют по два резервных ствола на каждые 10 или 6 рабочих стволов соответственно. Организация резервирования в этом случае показана в табл. 14.1.

В системах связи малой протяженности в диапазонах 6 и 11 ГГц резервирование обеспечивается на каждом участке из расчета один резервный ствол на каждый рабочий ствол. Равное число резервных и рабочих стволов более всего подходит для пучков из одного или двух рабочих стволов, однако это приводит к значительному расходу спектра частот при пучках большой емкости, как в системах дальней связи. Часто используется резервирование путем переключения систем с различными несущими частотами,

ТАБЛИЦА 14.1

Характеристики радиосистем

Система	Занимаемый диапазон частот, ГГц	Число эквивалентных телефонных каналов на один ствол	Тип ретранслятора	Число радиостволов при полной загрузке пучка	
				Рабочие	Резервные
TD-2	3,7—4,2	600—1200	ПЧ	10	2
TD-3		1200	ПЧ	10	2
TH-1	5,925—6,425	1800	ПЧ	6	2
TH-3		1800	ПЧ	6	2
TM-1		600—900	видеочастотный	4*)	4*)
TJ	10,7—11,7	600	видеочастотный	3*)	3*)
TL-1		240	видеочастотный	3	3
TL-2		600—900	видеочастотный	3*)	3*)

*) Примечание. TJ/TM-1 и TL-2/TM-1 обычно используются для перекрестного переключения.

например, 6 и 11 ГГц, что обеспечивает компромисс между подверженностью радиоволн с частотами около 11 ГГц поглощению в дожде и перегруженностью спектра вблизи 6 ГГц.

14.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ СИСТЕМ

Параметры ряда РРЛ, разработанных фирмой Белл, а также выделенные для них частотные диапазоны показаны в табл. 14.1. Здесь приведены также емкость радиоствола в телефонных каналах, тип ретранслятора (с демодуляцией или гетеродинный) и число рабочих и резервных стволов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 14

1. **Roetkin A. A., K. D. Smith and R. W. Friis.** «The TD-2 Microwave Radio Relay System», Bell System Tech. J., vol. 30 (Oct. 1951), pp. 1041—1077.
2. **Curtis H. E., T. R. D. Collins** and **B. C. Jamison.** «Interstitial Channels for Doubling TD-2 Radio System Capacity», Bell System Tech. J., vol. 39 (Nov. 1960), pp. 1505—1527.
3. «**The TH Microwave** Radio Relay System», Bell System Tech. J., vol. 40 (Nov. 1961), pp. 1459—1743.
4. **Gammie J. and S. D. Hathaway.** «The TJ Radio Relay System», Bell System Tech. J., vol. 39 (July 1960), pp. 821—877.
5. **Friis R. W., J. J. Jansen, R. M. Jensen and H. T. King.** «The TM-1/TL-2 Short-Haul Microwave Systems», Bell System Tech. J., vol. 45 (Jan. 1966), pp. 1—95.
6. «**TD-3 Microwave** Radio Relay System», Bell System Tech. J., vol. 47 (Sept. 1968), pp. 1143—1537.

Распространение радиоволн СВЧ диапазона

Для понимания процесса передачи сигнала в РРЛ необходимы некоторые сведения о распространении радиоволн и антеннах. В настоящей главе рассматриваются основные положения, касающиеся пути распространения, потерь распространения, СВЧ антенн и их характеристик.

15.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПУТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

ПУТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

На рис. 15.1 показаны обычные пути распространения радиоволн между двумя антеннами. Прямая волна или волна свободного пространства распространяется по пути *1*, а волна, отраженная от земли, — по пути *2*. По пути *3* распространяется поверхностная волна, которая образуется электрическим и магнитным полями то-

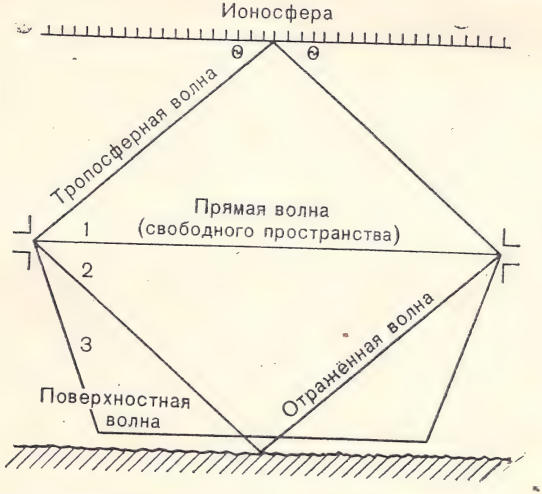


Рис. 15.1. Пути распространения между двумя антеннами

ков, наведенных в земле. Амплитуда этих токов зависит от параметров земной поверхности и от поляризации электромагнитной волны. Результирующая волна с учетом амплитуды и фазы называется земной волной. Кроме того, существуют поля индукции, а также и вторичные эффекты земли, которые тоже вносят вклад в образование этой волны, однако эти эффекты пренебрежимо малы уже на расстоянии нескольких длин волн от передающей антенны. Тропосферная волна зависит от наличия ионизированных слоев над земной поверхностью, отражающих часть энергии, которая в противном случае просто потерялась в открытом пространстве.

Все пути, указанные на рис. 15.1, существуют при рассмотрении любой задачи распространения радиоволн, однако в ряде частотных диапазонов некоторыми из них можно пренебречь. На частотах менее 1500 кГц основную зону облучения создает поверхностная волна, а в ночное время эта зона расширяется с помощью тропосферной волны, поскольку в это время поглощение в ионосфере минимально. Частоты свыше 30—50 МГц распространяются в основном в виде прямой и отраженной от земли волн. На этих частотах поверхностной волной обычно пренебрегают, если высота антенны не слишком мала, а тропосферная волна является только причиной случайной помехи на большом расстоянии.

На частотах порядка тысяч мегагерц, где работают СВЧ системы, обычно существует только прямая волна свободного пространства, хотя в ряде случаев необходимо обращать внимание и на отраженную волну. Таким образом, в этой главе основное внимание уделяется такому явлению, как взаимодействие прямой и отраженной волн.

ПОТЕРИ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Введем обозначение заданной мощности p_T, излучаемой изотропной передающей антенной, т. е. точечным источником, который излучает одинаковую мощность во всех направлениях. Представим сферу с радиусом d, в центре которой находится точечный излучатель. Если предположить, что распространение происходит в свободном пространстве, т. е. по прямой линии в вакууме или в идеальной атмосфере без поглощения и отражения энергии от близлежащих объектов, то плотность энергии во всех точках поверхности сферы будет одинаковой, и вся излучаемая мощность p_T пройдет наружу через поверхность сферы. Следовательно, плотность мощности, распространяющейся в радиальном направлении, в любой точке на поверхности сферы будет равна:

$$\text{плотность мощности} = p_T/4\pi d^2. \qquad (15.1)$$

Если приемная антенна с эффективной[1]) поверхностью A_R распо-

[1]) В реальных антеннах неполное облучение отражателя и наличие перезлученной энергии порождают потери мощности. Различие между теоретическим и реальным усилением заставляет ввести понятие эффективной поверхности, меньшей, чем физическая поверхность.

ложена на поверхности этой сферы, то принимаемая мощность будет равна

$$p_R = \frac{p_T}{4\pi d^2} A_R. \tag{15.2}$$

Можно показать [1], что передающая антенна, концентрирующая свое излучение в малом телесном угле или луче, имеет по сравнению с изотропным излучателем усиление вдоль оси

$$g_T = 4\pi A_T/\lambda^2. \tag{15.3}$$

Это эквивалентно концентрации излучения в телесном угле

$$\Omega = \lambda^2/A^2 \text{ [рад}^2\text{]} \tag{15.4}$$

(в отличие от угла 4π [рад^2], являющегося полным телесным углом).

Объединяя выражения (15.2) и (15.3), получаем

$$p_R = p_T \left(\frac{4\pi A_T}{\lambda^2}\right)\left(\frac{A_R}{4\pi d^2}\right). \tag{15.5}$$

Выразим усиление приемной и передающей антенны в аналогичном виде. В этом случае и приемная и передающая антенны характеризуются своими коэффициентами усиления по отношению к изотропному излучателю:

$$p_R = p_T \left(\frac{4\pi A_T}{\lambda^2}\right)\left(\frac{4\pi A_R}{\lambda^2}\right)\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2. \tag{15.6}$$

Выраженное в децибелах отношение p_T к p_R равно

$$10 \lg \frac{p_T}{p_R} = -10 \lg \frac{4\pi A_T}{\lambda^2} - 10 \lg \frac{4\pi A_R}{\lambda^2} + 20 \lg \frac{4\pi d}{\lambda}. \tag{15.7}$$

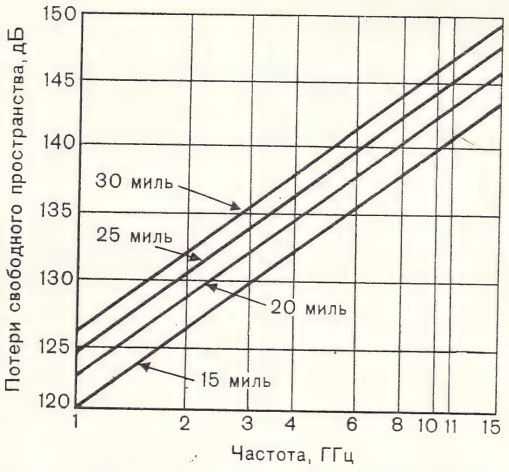


Рис. 15.2. Зависимость потерь распространения свободного пространства от частоты и длины пути

Изменение коэффициентов усиления антенн, входящих в последнюю формулу, обусловлено слагаемым, зависящим от расстояния и частоты и характеризующим *потери свободного пространства* между изотропными излучателями (рис. 15.2):

$$\text{потери свободного пространства [дБ]} = 20 \lg \frac{4\pi d}{\lambda}. \qquad (15.8)$$

ПОТЕРИ НА ИНТЕРВАЛАХ

Потери на интервалах можно определить как ослабление мощности, выраженное в децибелах между выходом передатчика и входом следующего радиоприемника. Эти потери включают в себя величину, определяемую выражением (15.7), плюс все потери в волноводах и входных — выходных цепях на обоих концах участка

$$\text{потери на интервале} = 20 \lg \frac{4\pi d}{\lambda} - 10 \lg \frac{4\pi A_T}{\lambda^2} - 10 \lg \frac{4\pi A_R}{\lambda^2} +$$

$$+ \text{ потери в волноводе } + \text{ потери в входных — выходных цепях.} \qquad (15.9)$$

Это выражение иллюстрируется следующим примером.

Пример 15.1

З а д а ч а. Определить мощность на входе приемника для участка линии на частоте 4 ГГц при следующих условиях:

Выходная мощность передатчика	37 дБм (5 Вт)
Усиление каждой антенны	39,6 дБ
Потери во входных цепях приемника	1,9 дБ
Потери во входных цепях передатчика	1,9 дБ
Потери в волноводе передатчика	2,1 дБ
Потери в волноводе приемника	2,1 дБ
Частота	4 ГГц
Длина интервала	46 км

Решение. Из рис. 15.2 видно, что потери свободного пространства на частоте 4 ГГц при длине пути 28,5 миль (46 км) составляют 137,5 дБ. Таким образом, используя выражение (15.9), получаем потери на участке:
потери на интервале 137,5—39,6—39,6+2×(2,1+1,9)=66,3 дБ.
Входная мощность приемника равна выходной мощности передатчика минус потери на интервале. Следовательно,
мощность на входе приемника=37,0—66,3=—29,3 дБм.

ВЫСОТА АНТЕНН И ПРОФИЛЬ ТРАССЫ

До сих пор рассматривалось распространение радиоволн только в свободном пространстве. Однако влияние земли и неоднородности атмосферы может оказаться весьма существенным для условий работы. Можно обеспечить условия, при которых в течение большого процента времени потери распространения на типичной СВЧ линии будут очень близки к расчетным потерям свободного пространства. Это можно осуществить при правильном проектировании трассы между антеннами (обеспечении прямой видимости и соответствующих просветов над близлежащими предметами). Про-

светы необходимы не только для того, чтобы поддерживать потери распространения при нормальных атмосферных условиях на уровне потерь свободного пространства, но и для того, чтобы уменьшить трудности, связанные с глубокими замираниями при отклонении условий распространения от нормальных.

Необходимость достаточных просветов можно показать с помощью рис. 15.3, где изображен профиль трассы между двумя ан-

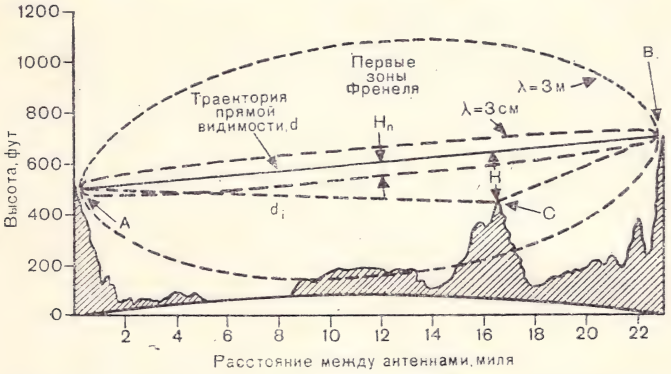


Рис. 15.3. Профиль трассы с указанием первых зон Френеля для частот 100 МГц и 10 ГГц

теннами. Для указанных высот антенн расстояние H является просветом между линией прямой видимости AB и мешающим предметом на местности. Ломаная линия ACB представляет собой вторичный путь распространения в результате отражения от выступающего предмета. Если фаза в точке отражения не претерпевает изменений, при разности длин AB и ACB, равной нечетному числу полуволн, сигнал, пришедший по этим двум путям, будет частично ослаблен. Если угол касания вторичной волны мал, что часто встречается на практике, в точке отражения обычно наблюдается изменение фазы на 180°. Следовательно, если AB и ACB отличаются на нечетное число полуволн, энергия сигналов складывается. Наоборот, при разнице путей в целое число длин волн сигналы, пришедшие по двум путям, имеют тенденцию ослабляться.

Значение просветов можно объяснить, используя понятия зон Френеля. Все точки, от которых могла бы отразиться волна с дополнительным отрезком пути в полволны, образуют эллипс, который определяет первую зону Френеля. Аналогично границу n-й зоны Френеля образуют все точки, от которых запаздывание составляет $n/2$ длин волн. Для любого расстояния d_1 от антенны A величина H_n между линией прямой видимости и границей n-й зоны Френеля может быть приблизительно определена следующим образом:

$$H_n = \sqrt{n\lambda d_1 (d - d_1)/d}, \qquad (15.10)$$

где λ — длина волны, d и d_1 — длины путей, измеренные в одних

единицах. Границы первых зон Френеля для $\lambda=3$ м (100 МГц) и $\lambda=3$ см (10 ГГц) в плоскости, содержащей прямую *AB*, показаны на рис. 15.3. В любой плоскости, перпендикулярной *AB*, зоны Френеля представляют собой концентрические окружности.

Экспериментально показано, что для обеспечения в нормальных условиях потерь распространения, приблизительно равных потерям свободного пространства, путь распространения должен проходить над всеми препятствиями с просветом не менее 0,6 от радиуса первой зоны Френеля (а в среднем желательно и более — до радиуса). Однако из-за влияния рефракции обычно обеспечивается еще больший просвет для уменьшения глубоких замираний при неблагоприятных атмосферных условиях.

Эффективный просвет трассы изменяется во времени, поскольку радиоволны редко распространяются точно по прямой линии. Атмосферная рефракция, являющаяся результатом изменения диэлектрической проницаемости с высотой, заставляет радиолуч слегка отклоняться от идеального прямого пути. Этот эффект можно представить себе, если предположить, что радиоволна распространяется точно по прямой над поверхностью земли с некоторым фиктивным эквивалентным радиусом, который может быть как больше, так и меньше истинного радиуса земли. В среднем траектория луча изгибается вниз, как если бы земной радиус составлял бы 4/3 от своего истинного значения. По этой причине для облегчения вычерчивания траекторий луча их изображают на специальных бланках с сеткой, где радиус земли представляется равным 4/3 от истинного значения. При этом трактория луча становится прямой линией, а кривизна земной поверхности сглаживается.

Коэффициент рефракции *K*, отношение эффективного радиуса земной поверхности к истинному, является функцией атмосферных условий и может в течение некоторого небольшого процента времени достигать значения 1/2. Это характеризует эффект так называемого «вспучивания» земли [2] и является причиной значительного возрастания потерь распространения в широком диапазоне частот, несмотря на то, что необходимый просвет был обеспечен. С другой стороны, если коэффициент рефракции равен бесконечности, то земная поверхность является как бы совершенно плоской и имеет место влияние удаленных станций, работающих на той же волне, поскольку экранирующее действие земной поверхности пропадает.

Изменение кривизны траектории радиоволн при соответствующем изменении значений коэффициента рефракции показано на рис. 15.4. Бесконечный эффективный радиус не является пределом. Отрицательное значение *K* можно изобразить в виде «впадины» на поверхности земли. Однако очень важно, что при отрицательных *K* имеют место условия, при которых атмосфера «работает» как «труба» или волновод, обеспечивая распространение волн на относительно большие расстояния.

Для определения требуемой высоты антенных опор вычерчивается профиль трассы между двумя предполагаемыми антеннами и выявляется наиболее опасное препятствие на пути радиолуча,

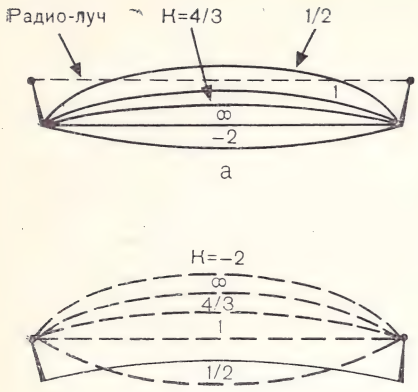


Рис. 15.4. Влияние коэффициента рефракции K на траекторию распространения:
а — зависимость эффективного земного радиуса от K;
б — зависимость реальных траекторий радиолуча от K

как, например, вершина на рис. 15.3. Это препятствие затем используется как отправная точка при расчете требуемой высоты антенн в каждом конечном пункте для обеспечения необходимого просвета. Для подтверждения пригодности трассы и окончательного выбора оптимальной высоты антенны часто проводятся испытания с использованием переносных антенн.

ЗАМИРАНИЯ

Субкритическая атмосферная рефракция ($K<1$) может исказить траекторию прямой видимости из-за того, что эффективная величина просвета становится равной нулю или отрицательной. Такая ситуация может возникнуть в условиях густого тумана над поверхностью земли или очень холодного воздуха над теплой землей. Следствием является значительное увеличение потерь распространения в широком диапазоне частот. Глубину и частоту появления замираний подобного типа, медленных и слабо зависящих от частоты, можно уменьшить только при увеличении высоты антенн.

Более распространенная форма замираний в диапазоне СВЧ на трассах с соответствующими просветами — относительно быстрые частотно-селективные замирания, возникающие из-за интерференции между двумя или более лучами в атмосфере. Многолучевость между передатчиком и приемником обусловливается нерегулярностью изменений диэлектрической проницаемости с высотой (наличие второй и более высокого порядка производных). Рефракционные эффекты, описанные ранее, определяются средней огибающей (первой производной) этой зависимости диэлектрической проницаемости. Уровень передаваемого сигнала, который должен выбираться с учетом обоих видов замираний, в свою очередь, определяет все параметры системы связи.

Замирания из-за многолучевости могут иметь различную глубину, однако к счастью, чем глубже замирания, тем реже они появляются и тем короче интервал времени, в течение которого они наблюдаются. На рис. 15.5 показана средняя продолжительность замираний различной глубины в системе 4 ГГц с типичными интервалами между ретрансляторами порядка 48—57 км. Отсюда можно видеть, что средняя продолжительность замираний глубиной 20 дБ составляет примерно 30 с, а глубиной 40 дБ — пример-

но 3 с. При любой глубине замираний продолжительность 1% замираний может быть как в 10 раз больше, так и в 10 раз короче средней продолжительности.

Рис. 15.5. Средняя продолжительность быстрых замираний

На трассах прямой видимости в диапазоне 4 ГГц замирания из-за многолучевости появляются в основном ночью. В дневное время или тогда, когда нижние слои атмосферы хорошо перемешиваются восходящими потоками или ветром, сигналы на трассах прямой видимости устойчивы и находятся на уровне, соответствующем распространению в свободном пространстве. В тихие безветренные (или со слабым ветром) дни на случайных высотах в атмосфере образуются концентрированные неоднородности, или слои, которые из-за рефракции приводят к многолучевости, причем длины путей могут отличаться на миллион длин волн и более. Замирания из-за многолучевости имеют тенденцию нарастания с максимумом в ранние утренние часы, а затем исчезают по мере разрушения слоев вследствие конвекции из-за нагрева поверхности земли утренним солнцем.

Как число замираний, так и процент времени, в течение которого наблюдается определенный уровень замираний, имеют тенденцию возрастать при увеличении интервалов между ретрансляторами или повышении рабочей частоты. Причина обычно заключается в многолучевости, однако в ряде случаев отражения от земли играют существенную роль. Влияние многолучевости можно ослабить с помощью разноса как по частотам, так и по направлениям передачи.

ПОГЛОЩЕНИЕ

В диапазоне СВЧ существенное значение имеют эффекты поглощения в дожде и водяных парах. Хорошо известно, что в спектре видимого света существует несколько полос поглощения, и тео-

рия показывает, что аналогичное явление имеет место и в спектре электромагнитных волн. Первая полоса поглощения в парах воды имеет максимум на частоте 22 ГГц, а первая полоса поглощения в атмосферном кислороде — на частоте около 60 ГГц.

Влияние дождя на распространение сигнала в диапазоне 4—6 ГГц мало по сравнению с влиянием других источников замираний. Однако на более высоких частотах ослабление радиоволн в дожде гораздо заметнее. Энергия сигнала поглощается и рассеивается каплями дождя, и этот эффект оказывается тем существеннее, чем ближе длина волны к размерам капель. На рис. 15.6 по-

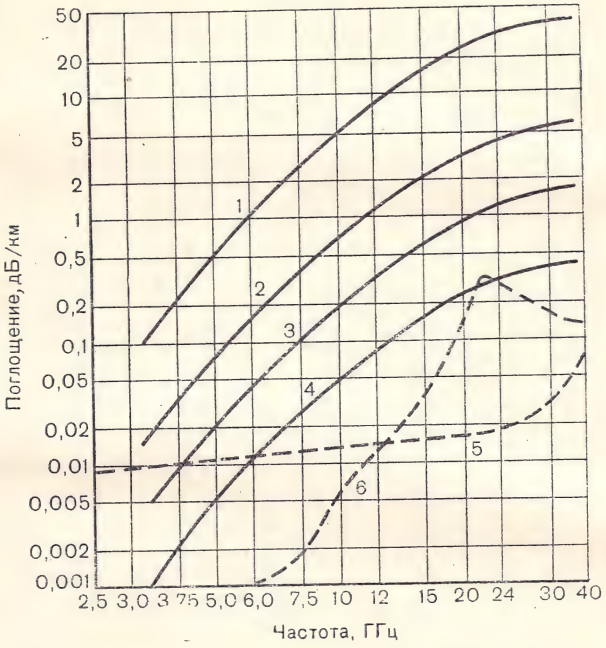


Рис. 15.6. Расчетные значения поглощения в атмосфере:

1 — ливневый дождь (100 мм/ч); *2* — сильный дождь (15 мм/ч); *3* — средний дождь (4 мм/ч); *4* — слабый дождь (1 мм/ч); *5* — атмосферный кислород; *6* — водяные пары 15 г/м^3 (относительная влажность 88% при 20° С, 50% при 30° С)

казаны расчетные значения атмосферного поглощения для различной интенсивности дождя. Очевидно, что поглощение в дожде должно приниматься во внимание для систем связи на частотах 10 ГГц и выше, а для областей с частыми осадками большой интенсивности и на более низких частотах. Можно видеть также, что внутри каждого отдельного диапазона частот поглощение почти не зависит от частоты и, таким образом, этот эффект нельзя ослабить в результате разноса частот внутри каждого диапазона.

15.2. СВЧ АНТЕННЫ

ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН

В СВЧ системах связи существенны многие характеристики антенн. Первая из них, усиление антенны, уже была определена ранее. Направленная антенна обладает усилением, поскольку она концентрирует излучаемую мощность в узком луче по сравнению с равномерным излучением ее во всех направлениях. Очевидно, что величина усиления должна быть большой, так как это уменьшает потери на интервале.

С усилением антенны тесно связан другой параметр — ширина луча. Поскольку усиление антенны достигается концентрацией мощности в узком луче, ширина луча должна уменьшаться с увеличением усиления. Антенны, используемые в СВЧ системах, имеют обычно ширину луча по половинной мощности порядка одного градуса (рис. 15.7 и табл. 15.1). Узкий луч уменьшает интер-

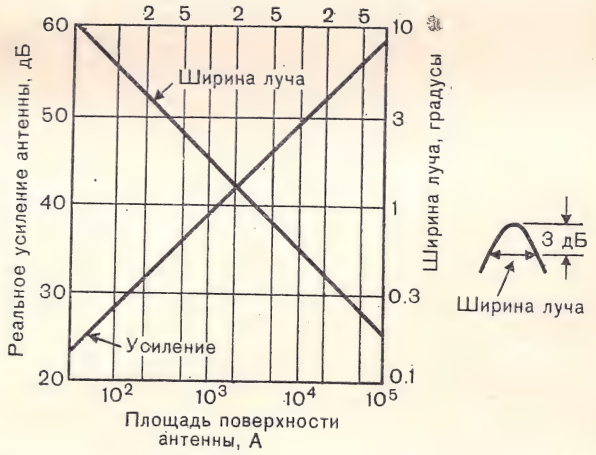


Рис. 15.7. Усиление антенны и ширина луча

ТАБЛИЦА 15.1

Параметры антенн

Антенна	A/λ^2		
	4 ГГц	6 ГГц	11 ГГц
Параболоид диаметром 2,6 м	8.10^2	2.10^3	6.10^3
Параболоид диаметром 1,3 м	5.10^2	5.10^2	15.10^3
Квадрат со стороной 2,6 м	10^3	$2{,}5.10^3$	8.10^3

ференцию от внешних источников и соседних антенн. Однако очень узкий луч требует высокой механической стабильности и усложняет проблемы замираний и размещения антенн на линии.

Не вся энергия сигнала концентрируется антенной в направлении главного лепестка; меньшая часть ее излучается в боковых направлениях, называемых боковыми лепестками и являющихся потенциальными источниками интерференции из-за образования других путей сигнала. На рис. 15.8 показаны соотношения между

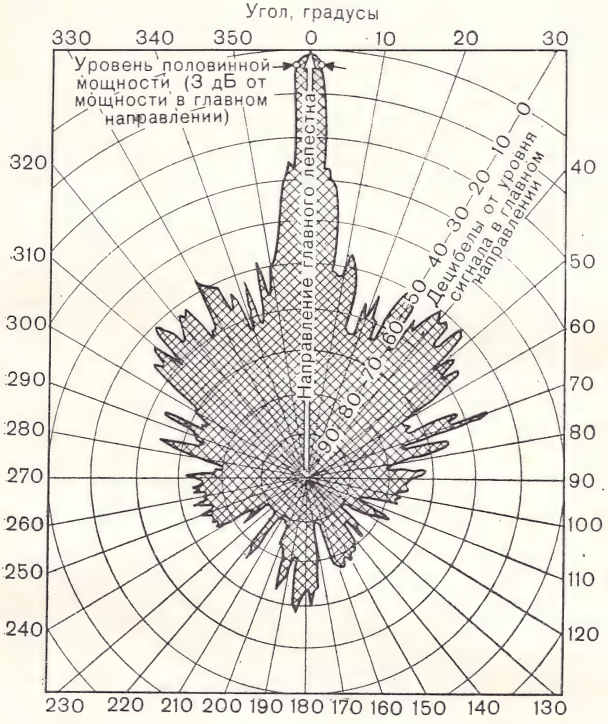


Рис. 15.8. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости рупорно-параболической антенны с вертикальной поляризацией сигнала на частоте 3740 МГц

излучением в направлениях основного и боковых лепестков для рупорно-параболической антенны, описанной далее.

Некоторые характеристики антенны важны с точки зрения оценки степени связи между соседними антеннами или соседними направлениями передачи. Относительный уровень заднего излучения антенны можно определить как отношение коэффициента усиления антенны в направлении главного излучения к максимальному коэффициенту усиления в противоположном направлении. Относительный уровень заднего излучения антенны, установленной на реальной местности, может быть на 20—30 дБ меньше по сравнению с изолированным расположением в свободном пространстве из-за отражений от близлежащих предметов, расположенных на направлении главного лепестка или около него. Особенно су-

ществен уровень заднего излучения для систем с ретрансляторами, в особенности, если для работы станции в обоих направлениях используется одна и та же частота сигнала. Дополнительными характеристиками для двух или более антенн одной станции являются переходные затухания между антеннами, расположенными рядом, и антеннами, расположенными «спина к спине». Эти характеристики выражаются в децибелах и характеризуют развязку между передающими и приемными антеннами. Обычно уровень мощности передатчика на 60 дБ превосходит уровень мощности на приеме и, следовательно, величина развязки должна превышать это значение для того, чтобы избежать нежелательных помех в особенности при замираниях полезного сигнала.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Для облегчения проблемы разделения стволов и упрощения конструкции цепей разделения и сложения стволов в РРЛ обычно используют для группы частотных стволов поочередно горизонтальную и вертикальную поляризации передаваемого сигнала. Имеется в виду поляризация вектора электрического поля в излучаемой волне.

Может использоваться также и другая ортогональная система с лево- и правосторонней круговой поляризацией. Однако возникающие при этом проблемы сохранения различий в поляризациях в широком диапазоне частот и при наличии отражений затрудняют ее применение на практике.

Энергия, излучаемая в одной поляризации, из-за неидеальности антенной системы и пути распространения может частично преобразовываться в энергию с поляризацией другого вида. Отношение принятых мощностей в требуемой и в противоположной поляризациях называется поляризационной развязкой. Для простых антенных систем на открытых участках эта развязка обычно имеет величину 25—30 дБ.

ТИПЫ СВЧ АНТЕНН

Параболическая антенна. Параболическая антенна состоит из рефлектора в виде параболоида вращения, возбуждаемого облучателем, расположенным в фокусе. В зависимости от конструкции, один рефлектор может одновременно возбуждаться от одного до четырех облучателей, работающих в одном или двух частотных диапазонах. Такие антенны имеют обычно диаметр 1,5—3 м и широко используются в РРЛ на коротких расстояниях, а иногда и в магистральных РРЛ не очень большой загрузки, где экономические требования определяют выбор антенной системы.

Рупорно-параболическая антенна. В рупорно-параболических антеннах (рис. 15.9) вертикально установленный рупор, сужающийся к фокальной точке, облучает участок параболической поверхности, излучающий энергию во внешнее пространст-

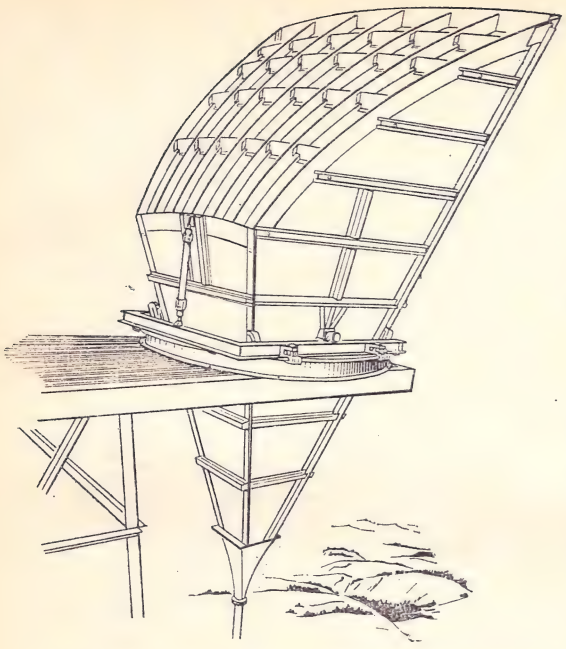


Рис. 15.9. Рупорно-параболическая антенна

во. Конструкция и размеры рупора обеспечивают хорошее согласование этой антенны с питающим волноводом, так что потери на отражение не превышают 40—50 дБ. Эта антенна является весьма широкополосной и может использоваться для работы как с горизонтальной, так и вертикальной поляризациями в диапазонах 4,6 и 11 ГГц. Номинальные параметры такой антенны сведены в табл. 15.2, а диаграмма направленности показана на рис. 15.8. Рупорно - параболическая антенна имеет малый уровень излучения

ТАБЛИЦА 15.2

Параметры рупорно-параболической антенны для произвольной пары антенн без учета фидерного тракта

Параметры	4 ГГц		6 ГГц		11 ГГц	
	Поляризация					
	вертикальная	горизонтальная	вертикальная	горизонтальная	вертикальная	горизонтальная
Усиление на центральной частоте диапазона, дБ	39,6	39,4	43,2	43,0	48,0	47,4
Относительный уровень обратного излучения, дБ	71	77	71	71	78	71
Ширина луча (по азимуту), градусы	2,5	1,6	1,5	1,25	1,0	0,8
Ширина луча (по углу места), градусы	2,0	2,13	1,25	1,38	0,75	0,88
Уровень боковых лепестков, дБ	49	54	49	57	54	61
Развязка антенн, расположенных рядом, дБ	81	89	120	122	94	112
Развязка антенн, расположенных «спина к спине», дБ	140	122	140	127	139	140

в направлении боковых лепестков и излучает весьма незначительную мощность в обратном направлении, обеспечивая номинальный уровень обратного излучения — 70 дБ. Измерения, выполненные

в диапазоне 6 ГГц для большого числа антенн, показали, что величины развязки антенн, расположенных рядом и «спина к спине», а также поляризационных развязок подчиняются нормальному распределению. Средняя величина и дисперсия этих распределений показаны в табл. 15.3. Развязки между антеннами, расположенны-

ТАБЛИЦА 15.3

Характеристики рупорно-параболической антенны с фидерным трактом на частоте 6 ГГц

Параметры	Математическое ожидание	Дисперсия
Развязка антенн, расположенных рядом (при одинаковой поляризации), дБ	102	8,1
Развязка антенн, расположенных рядом (при противоположной поляризации), дБ	109	9,0
Развязка антенн, расположенных «спина к спине» (при одинаковой поляризации), дБ	125	10,3
Развязка антенн, расположенных «спина к спине» (при противоположной поляризации), дБ	127	10,3
Поляризационная развязка, дБ	28	5,0

ми рядом и «спина к спине», изменяются весьма заметно в зависимости от месторасположения из-за отражений от местных предметов и просачивания энергии в местах сочленений антенно-волноводных трактов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 15

1. **Kraus J. D.** Antennas (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1950).
2. **Schelleng J. C., C. R. Burrows** and **E. B. Ferrell.** «Ultra Short-Wave Propagation», Proc. IRE, vol. 21, no. 3 (March 1933), pp. 427—463.
3. **Medhurst R. G.** «Rainfall Attenuation of Centimeter Waves: Comparison of Theory and Experiment», Trans. IEEE, AP-13, no. 4 (1965), pp. 550—564.

16. ГЛАВА

Свойства ЧМ и ФМ сигналов

В этой главе продолжается обсуждение свойств сигналов с угловой модуляцией, начатое в гл. 2 и необходимое для дальнейшего анализа ЧМ систем. Выводятся выражения ЧМ спектра для модулирующего сигнала, состоящего из одного или нескольких синусоидальных колебаний. Рассматривается частотная модуляция с большим индексом и векторное представление сигналов с фазовой (угловой) модуляцией, а также проблемы сопутствующей амплитудной модуляции и влияние на нее ограничения. Для более подробного изучения отдельных разделов читатель может обратиться к учебникам по теории модуляции [1, 2].

16.1. ЧАСТОТНЫЙ АНАЛИЗ ЧМ И ФМ СИГНАЛОВ

При амплитудной модуляции спектр модулированного сигнала содержит несущую частоту, а также верхнюю и нижнюю боковые спектральные составляющие. Спектр верхней боковой составляющей имеет ту же форму, что и для исходного модулирующего сигнала, только смещен вверх по частоте на величину несущей. Нижняя боковая составляющая является зеркальным изображением верхней относительно несущей частоты, как показано на рис. 16.1. Для каждой составляющей спектра модулирующего сигнала f_m в спектре модулированного сигнала присутствуют составляющие f_c+f_m и f_c-f_m, где f_c — несущая частота. Таким образом, справедлив принцип суперпозиции, т. е. степень влияния каждой отдельной составляющей модулирующего сигнала не зависит от наличия или отсутствия других составляющих. Если наивысшей частотной составляющей в спектре модулирующего сигнала является f_T, то спектр модулированного сигнала ограничен частотами f_c-f_T и f_c+f_T и занимает полосу частот $2f_T$ с центром в точке f_c.

При частотной модуляции составляющие спектра модулирующего сигнала связаны с составляющими спектра модулированного сигнала значительно более сложными соотношениями. Строго математически каждая модулирующая синусоида порождает бесконечное число боковых составляющих, хотя большинство из них пренеб-

режимо малы. Большое число боковых составляющих усложняет спектр ЧМ сигнала. Кроме того, боковые составляющие, порожденные одной модулирующей частотой, зависят и от всех других составляющих модулирующего сигнала. Следовательно, в этом случае принцип суперпозиции не применим.

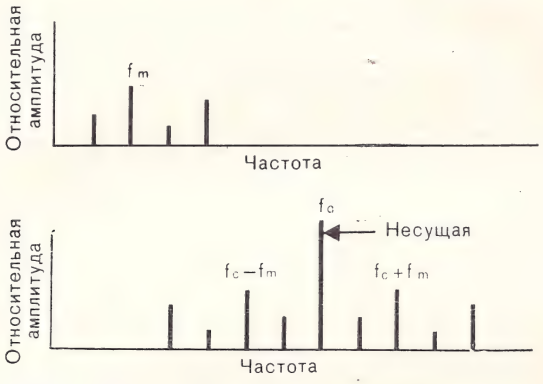


Рис. 16.1. Частотный спектр амплитудномодулированного сигнала:
верхний рис. — модулирующий сигнал;
нижний рис. — модулированный сигнал

В связи с этим уместен вопрос, получаем ли мы какие-либо преимущества от использования ЧМ. В настоящее время можно считать, что это один из лучших способов модуляции. Характеристики передачи различных цепей, соединительных трактов и других передающих линий выражаются в зависимости от частоты. Искажения при передаче какой-либо отдельной частоты коснутся лишь одной составляющей спектра сигнала, однако могут привести к значительным искажениям передаваемого сигнала, если не обеспечить их необходимой коррекции до ЧМ дискриминатора. Далее проблема определения требуемой полосы частот зависит от расположения всех важных частотных составляющих сигнала. Таким образом, необходимо подробное знание спектра ЧМ сигнала.

МОДУЛЯЦИЯ СИНУСОИДАЛЬНЫМ СИГНАЛОМ

Анализ сигналов с фазовой модуляцией начнем с рассмотрения модуляции синусоидальным сигналом с пиковой девиацией фазы X_1 [рад]. Из выражения (2.19)

$$M(t) = A_c \cos(\omega_c t + X_1 \cos \omega_1 t). \tag{16.1}$$

Функции подобного типа могут быть представлены в виде суммы синусоид, помноженных на функции Бесселя:

$$\sin(\alpha + X \sin \beta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X) \sin(\alpha + n\beta), \tag{16.2}$$

$$\cos(\alpha + X\sin\beta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X)\cos(\alpha + n\beta), \tag{16.3}$$

$$\sin(\alpha + X\cos\beta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X)\sin\left(\alpha + n\beta + \frac{n\pi}{2}\right), \tag{16.4}$$

$$\cos(\alpha + X\cos\beta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X)\cos\left(\alpha + n\beta + \frac{n\pi}{2}\right), \tag{16.5}$$

где $J_n(X)$ есть функция Бесселя первого рода n-го порядка от аргумента X. Значения $J_n(X)$ для различных X приведены в табл. 16.1. Более подробные таблицы можно найти в [2] и в [3]. Отметим, что аргумент X является индексом модуляции.

ТАБЛИЦА 16.1

Значения $J_n(X)$ для различных X

Функция Бесселя	$X=1/2$	$X=1$	$X=2$	$X=3$	$X=10$
$J_0(X)$	0,938	0,765	0,224	—0,260	—0,246
$J_1(X)$	0,242	0,440	0,577	0,339	0,043
$J_2(X)$	0,031	0,115	0,353	0,486	0,255
$J_3(X)$	0,003	0,020	0,129	0,309	0,058
$J_4(X)$	0,000	0,002	0,034	0,132	—0,220

Подставляя (16.5) в выражение для сигнала (16.1), получаем

$$M(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X_1)\cos\left(\omega_c t + n\omega_1 t + \frac{n\pi}{2}\right). \tag{16.6}$$

Первые слагаемые могут быть представлены в виде

$$M(t) = A_c\left\{J_0(X_1)\cos\omega_c t + J_1(X_1)\cos\left[(\omega_c + \omega_1)t + \frac{\pi}{2}\right] + \right.$$
$$+ J_{-1}(X_1)\cos\left[(\omega_c - \omega_1)t - \frac{\pi}{2}\right] + J_2(X_1)\cos\left[(\omega_c + 2\omega_1)t + \right.$$
$$\left. + \frac{2\pi}{2}\right] + J_{-2}(X_1)\cos\left[(\omega_c - 2\omega_1)t - \frac{2\pi}{2}\right) + \cdots\Big\}. \tag{16.7}$$

Поскольку справедливо равенство

$$J_{-n}(X) = (-1)^n J_n(X), \tag{16.8}$$

выражение для $M(t)$ можно переписать в виде

$$M(t) = A_c\left\{J_0(X_1)\cos\omega_c t + J_1(X_1)\cos\left[(\omega_c + \omega_1)t + \frac{\pi}{2}\right] + \right.$$
$$+ J_1(X)\cos\left[(\omega_c - \omega_1)t + \frac{\pi}{2}\right] - J_2(X_1)\cos(\omega_c + 2\omega_1)t -$$
$$\left. - J_2(X_1)\cos(\omega_c - 2\omega_1)t + \cdots\right\}. \tag{16.9}$$

Из выражения (16.9) следует, что модуляция сигнала синусоидальным сигналом приводит к появлению ряда боковых частот, отстоящих от несущей на расстояниях, кратных частоте модуляции. Ближайшие к несущей составляющие спектра называют боковыми первого порядка, затем второго порядка и т. д. Относительные амплитуды определяются соответственно коэффициентами J_1X_1, J_2X_1 и т. д. Как видно из табл. 16.1, боковые составляющие высших порядков очень быстро убывают, если индекс модуляции X меньше единицы. Таким образом, при очень малых индексах спектры сигналов с фазовой модуляцией и АМ похожи. Для больших значений X величина $J_n(X)$ начинает меняться быстро только тогда, когда $n=X$.

МОДУЛЯЦИЯ ДВУМЯ СИНУСОИДАЛЬНЫМИ СИГНАЛАМИ

Если на фазовый модулятор подаются два или более синусоидальных сигнала одновременно, принцип суперпозиции боковых составляющих спектра не может быть использован для описания результирующего сигнала. При выводе выражения для спектра выходного сигнала при модуляции двумя синусоидальными сигналами в качестве исходного следует взять следующее выражение:

$$M(t) = A_c \cos(\omega_c t + X_1 \cos\omega_1 t + X_2 \cos\omega_2 t). \qquad (16.10)$$

Для дальнейшего анализа выражение (16.10) удобно переписать в виде

$$M(t) = A_c \cos\left(\frac{\omega_c t}{2} + X_1 \cos\omega_1 t + \frac{\omega_c t}{2} + X_2 \cos\omega_2 t\right). \qquad (16.11)$$

Используя тригонометрическое соотношение

$$\cos(A+B) = \cos A \cos B - \sin A \sin B, \qquad (16.12)$$

выражение (16.11) можно представить следующим образом:

$$M(t) = A_c\left[\cos\left(\frac{\omega_c t}{2} - X_1 \cos\omega_1 t\right)\cos\left(\frac{\omega_c t}{2} + X_2 \cos\omega_2 t\right) -$$

$$- \sin\left(\frac{\omega_c t}{2} + X_1 \cos\omega_1 t\right)\sin\left(\frac{\omega_c t}{2} + X_2 \cos\omega_2 t\right)\right]. \qquad (16.13)$$

Используя далее выражения (16.2) и (16.5), получаем

$$M(t) = A_c\left\{\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X_1)\cos\left(\frac{\omega_c t}{2} + n\omega_1 t + \frac{n\pi}{2}\right)\sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(X_2) \times\right.\right.$$

$$\times\cos\left(\frac{\omega_2 t}{2} + m\omega_2 t + \frac{m\pi}{2}\right)\Bigg] - \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(X_1)\sin\left(\frac{\omega_c t}{2} + n\omega_1 t + \frac{n\pi}{2}\right)\times\right.$$

$$\left.\left.\times\sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(X_2)\sin\left(\frac{\omega_c t}{2} + m\omega_2 t + \frac{m\pi}{2}\right)\right]\right\}. \qquad (16.14)$$

Это выражение можно переписать

$$M(t) = A_c \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(X_1) J_m(X_2) \left[\cos\left(\frac{\omega_c t}{2} + n\omega_1 t + \frac{n\pi}{2}\right) \times \right.\right.$$

$$\times \cos\left(\frac{\omega_c}{2} + m\omega_2 t + \frac{m\pi}{2}\right) - \sin\left(\frac{\omega_c t}{2} + n\omega_1 t + \frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{\omega_c t}{2} +$$

$$\left.\left. + m\omega_2 t + \frac{m\pi}{2}\right) \right] \right\}. \qquad (16.15)$$

Наконец, имея в виду (16.12), получаем окончательное выражение

$$M(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(X_1) J_m(X_2) \cos\left[(\omega_c + n\omega_1 + m\omega_2)t + \right.$$

$$\left. + \frac{(n+m)\pi}{2}\right]. \qquad (16.16)$$

Очевидно, что боковые компоненты спектра расположены по отношению к несущей на расстояниях, кратных обеим частотам модуляции. Имеются также составляющие, отстоящие на расстоянии

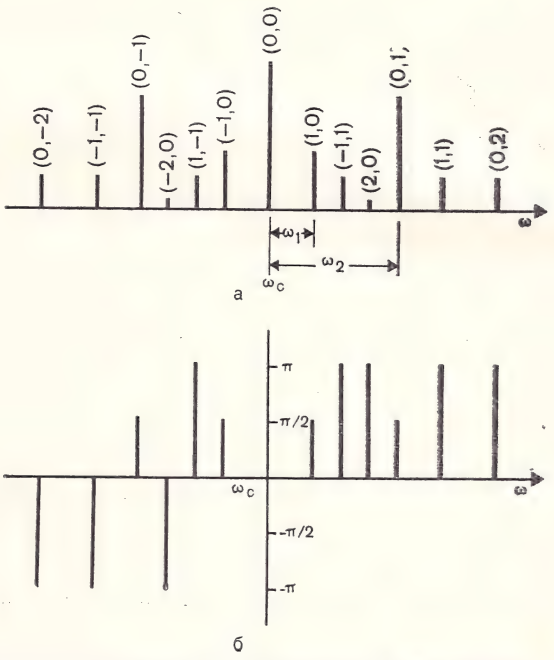


Рис. 16.2. Амплитуда и относительная фаза спектральных составляющих при модуляции двумя синусоидами:
а — спектр амплитуд; *б* — спектр фаз

всевозможных комбинаций (сумм и разностей) модулирующих частот и их гармоник, что не позволяет применить принцип суперпозиции.

На рис. 16.2 показаны амплитуды и относительные фазы спектральных составляющих нулевого, первого и второго порядков, полученные из выражения (16.16) для $X_1=\frac{1}{2}$ и $X_2=1$. В общем случае порядок составляющих равен сумме порядков бесселевых функций, используемых при вычислении амплитуды данной составляющей. Например, составляющей второго порядка в выражении (16.16) является любая составляющая, для которой $|m|+|n|=2$.

МОДУЛЯЦИЯ ТРЕМЯ ИЛИ БОЛЕЕ СИНУСОИДАЛЬНЫМИ СИГНАЛАМИ

Приведенное обсуждение модуляции двумя синусоидальными сигналами показало неприменимость принципа суперпозиции для анализа угловой модуляции. Сложность анализа возрастает с увеличением числа модулирующих сигналов. Это можно показать на примере модуляции тремя синусоидальными сигналами, для которой результирующее выражение, аналогичное (16.16), имеет вид

$$M(t)=A_c\sum_{n_1=-\infty}^{\infty}\sum_{n_2=-\infty}^{\infty}\sum_{n_3=-\infty}^{\infty}J_{n_1}(X_1)J_{n_2}(X_2)J_{n_3}(X_3)\times$$

$$\times\cos\left[(\omega_c+n_1\omega_1+n_2\omega_2+n_3\omega_3)t+(n_1+n_2+n_3)\frac{\pi}{2}\right]. \qquad (16.17)$$

Если обобщить выражения (16.16) и (16.17) для N синусоидальных сигналов, получим

$$M(t)=A_c\sum_{n_1=-\infty}^{\infty}\ldots\sum_{n_N=-\infty}^{\infty}\prod_{r=1}^{N}J_{n_r}(X_r)\cos\left(\omega_c t+\sum_{r=1}^{N}n_r\omega_r t+\right.$$

$$\left.+\sum_{r=1}^{N}n_r\frac{\pi}{2}\right). \qquad (16.18)$$

Здесь символ П означает, что N коэффициентов J_{n_r} перемножаются.

Из выражения (16.18) очевидно, что определение всех составляющих спектра ЧМ и ФМ сигналов представляет собой чрезвычайно сложную задачу даже при малых N. К счастью, во многих практических случаях индекс модуляции существенно мал, так что амплитуды различных составляющих можно вычислить по приближенным соотношениям, полученным из выражения (16.18). Эти соотношения выводятся при использовании разложения в ряд бесселевых функций, которые являются коэффициентами, определяющими амплитуду каждой составляющей. Например, составляющая несущей частоты может быть получена из (16.18), если положить

$n_r=0$. Далее, если с помощью A_0 обозначить амплитуду несущей, то можно записать

$$A_0 = A_c \prod_{r=1}^{N} J_0(X_r). \tag{16.19}$$

Выражение (16.19) можно аппроксимировать степенным рядом, приведенным в [3], т. е. $J_0(X) = 1 - X^2/4 + X^4/64...$ После перемножения, вычисления коэффициентов и исключения членов в степени более четырех получим

$$A_0 \approx A_c \left(1 - \frac{1}{4} \sum_{r=1}^{N} X_r^2 + \frac{1}{16} \sum_{r=1}^{N-1} \sum_{s=r+1}^{N} X_r^2 X_s^2 + \frac{1}{64} \sum_{r=1}^{N} X_r^4 \right). \tag{16.20}$$

Выражение (16.20) можно переписать в еще более компактном виде, если использовать еще одно приближение, которое состоит в удвоении коэффициента при последнем члене. При этом вносится ошибка, равная $\frac{1}{64} \sum_{r=1}^{N} X_r^4$. Однако подобная операция позволяет объединить два последних члена в выражении (16.20), в результате чего получаем

$$A_0 \approx A_c \left[1 - \frac{1}{4} \sum_{r=1}^{N} X_r^2 + \frac{1}{32} \left(\sum_{r=1}^{N} X_r^2 \right)^2 \right]. \tag{16.21}$$

Известно, что степенной ряд для e^{-a} имеет вид

$$e^{-a} = 1 - a + \frac{a^2}{2} - \ldots \tag{16.22}$$

Можно заметить, что выражение (16.21) имеет такую же форму. Если параметр D_φ определить как

$$D_\varphi = \frac{1}{2} \sum_{r=1}^{N} X_r^2, \tag{16.23}$$

то (16.21) можно представить следующим образом:

$$A_0 \approx A_c \left(1 - \frac{D_\varphi}{2} + \frac{D_\varphi^2}{8} \right) \approx A_c e^{-D_\varphi/2}. \tag{16.24}$$

Такая аппроксимация справедлива, если пиковая девиация фазы X_r мала для каждой компоненты модулирующего сигнала. Более точным является требование, чтобы $\sum_{r=1}^{N} X_r^2$ была бы меньше единицы. Параметр D_φ играет важную роль. Поскольку предполагается, что каждая составляющая модулирующего сигнала синусоидальна, средняя квадратическая (эффективная) девиация фазы для каждой составляющей равна $X_r/\sqrt{2}$, или средний квадрат

девиации равен $X^2_r/2$. Следовательно, D_φ есть не что иное, как средний квадрат девиации фаз всех модулирующих сигналов, а $\sqrt{D_\varphi}$ равен эффективной девиации фазы для всего спектра сигнала.

Методику, используемую для вывода (16.24), можно применить для получения приближенных выражений для амплитуд боковых составляющих (табл. 16.2).

ТАБЛИЦА 16.2

Приближенные выражения для амплитуд спектральных составляющих (относительно несущей) для модуляции N синусоидами

Порядок составляющей	Частота	Амплитуда и относительная фаза
Нулевой (несущая)	ω_c	$e^{-D_\varphi/2}$
Первый	$\omega_c \pm \omega_r$	$\pm \frac{1}{2} X_r e^{-D_\varphi/2}$
Второй	$\omega_c \pm 2\omega_r$	$\frac{1}{8} X_r^2 e^{-D_\varphi/2}$
Второй	$\omega_c \pm \omega_r \pm \omega_s$	$\pm \frac{1}{4} X_r X_s e^{-D_\varphi/2}$
Третий	$\omega_c \pm 3\omega_r$	$\pm \frac{1}{48} X_r^3 e^{-D_\varphi/2}$
Третий	$\omega_c \pm 2\omega_r \pm \omega_s$	$\pm \frac{1}{16} X_r^2 X_s e^{-D_\varphi/2}$
Третий	$\omega_c \pm \omega_r \pm \omega_s \pm \omega_t$	$\pm \frac{1}{8} X_r X_s X_t e^{-D_\varphi/2}$

Примечание. Знак выражения для амплитуды определяется принятием для X_r, X_s, X_t тех же знаков, что и для ω_r, ω_s и ω_t, $D_\varphi = \frac{1}{2}\sum_{r=1}^{N} X_r^2 < \frac{1}{2}$.

Ценность этих приближенных выражений следует из того, что для расчета мощности спектральных составляющих ЧМ сигнала для любого исходного сигнала можно использовать числовые методы. При этом модулирующий сигнал должен быть выражен в виде конечной суммы из N синусоид, а средний квадрат девиации D_φ не должен превышать 0,5. Этот сигнал, представляющий собой группу уплотненных телефонных каналов, можно изобразить в виде синусоид, расположенных на одинаковых расстояниях друг от друга, мощность и частота которых соответствуют распределению спектральной плотности мощности аналогового исходного сигнала. Таким образом, спектр мощности ЧМ сигнала СВЧ системы, уплотненной телефонными каналами, со средним квадратом девиации фаз не более 0,5 может быть аппроксимирован при помощи выражений табл. 16.2. При расчетах мощности всех компонент, часто-

ты которых соответствуют одной и той же частоте, суммируются. Таким образом, результаты расчета, которые были приведены в гл. 7, вполне применимы.

ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ СЛУЧАЙНЫМ ШУМОМ В ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

Если модулирующий сигнал состоит из большого числа передаваемых в одной боковой полосе телефонных каналов, уплотненных по частоте, его удобно представлять в виде случайного шума в эквивалентной полосе частот. Определение спектрального состава сигнала при модуляции случайным шумом является сложной проблемой [4]. Для случаев, представляющих практический интерес, при анализе радиорелейных систем полагают, что чистая фазовая модуляция осуществляется шумовым сигналом, имеющим равномерный спектр вблизи несущей и занимающим видеоспектр от 0 до f_T [Гц]. Можно показать, что в этих случаях спектральная плотность мощности равна

$$s(f)=\frac{e^{-D_\varphi}}{2f_T}\left\{D_\varphi\binom{(1-x)^0}{2}+\frac{D_\varphi^2}{2!}\binom{(2-x)^1}{2}+\frac{D_\varphi^3}{3!2!}\left[\binom{(3-x)^2}{2}-3\binom{(1-x)^2}{2}\right]+\right.$$

$$\left.+\frac{D_\varphi^4}{4!3!}\left[\binom{(4-x)^3}{2}-4\binom{(2-x)^3}{2}\right]+\cdots\right\}, \qquad (16.25)$$

где $s(f)$ — спектральная плотность мощности, Вт/Гц; D_φ — средний квадрат девиации фаз полного шумового сигнала, рад^2; f_T — верхняя частота спектра модулирующего сигнала, Гц; $x=|f_c-f|/f_T$; $\binom{\ }{\ }$ — подобный знак показывает, что выражение, заключенное внутри, равно нулю, если $(n-x)$ отрицательно.

В этом выражении величина e^{-D_φ} представляет собой мощность на несущей частоте при модуляции, отнесенную к мощности немодулированной несущей, принятой за единицу. Заметим, что этот результат аналогичен указанному в табл. 16.2 для составляющей нулевого порядка (несущей), поскольку мощность пропорциональна квадрату амплитуды, т. е. $(e^{-D_\varphi/2})^2=e^{-D_\varphi}$.

На рис. 16.3 показаны величины $s(f)2f_T$, выраженные в децибелах по отношению к немодулированной несущей для различных значений $\sqrt{D_\varphi}$. Хотя на рисунке нанесена кривая для $\sqrt{D_\varphi}=1$, используемая аппроксимация обеспечивает требуемую точность для $\sqrt{D_\varphi}\leqslant 0{,}707$ (т. е. $D_\varphi\leqslant 1/2$). Это ограничение также аналогично условиям применения аппроксимации при вычислении коэффициентов табл. 16.2.

Качественное объяснение огибающей спектра, изображенного на рис. 16.3, можно получить из следующего анализа. Боковые составляющие первого порядка формируются в результате комбинации несущей частоты с отдельными составляющими группового или модулирующего сигнала. Эти боковые составляющие попадают в полосу частот $f_c\pm f_T$. Так как предполагается, что модулирующий

сигнал имеет равномерный спектр, спектр боковых составляющих первого порядка также не будет изменяться с частотой. Это положение справедливо даже несмотря на то, что амплитуда каждой боковой составляющей есть функция амплитуд всех других составляющих, как это указывалось при анализе выражения (16.16).

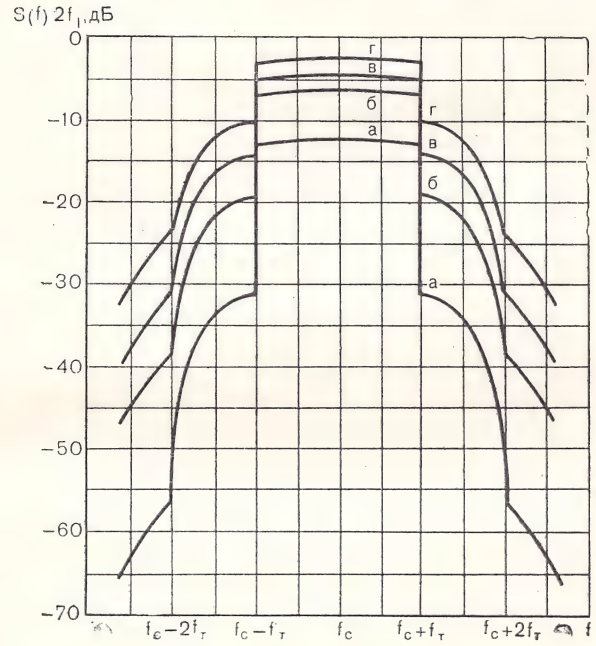


Рис. 16.3. Боковые составляющие спектра при фазовой модуляции несущей сигналом, представляющим случайный шум с равномерным спектром от 0 до f_T [Гц]:

Кривая	$\sqrt{D_\varphi}$	Мощность несущей/полная мощность сигнала	Кривая	$\sqrt{D_\varphi}$	Мощность несущей/ полная мощность сигнала
а	0,25 рад	0,940	*в*	0,707 рад	0,608
б	0,50 рад	0,779	*г*	1,0 рад	0,368

Боковые составляющие второго порядка, располагающиеся в полосе частот $f_c \pm 2f_T$, образуются в результате комбинации несущей частоты с любыми составляющими модулирующих частот второго порядка, таких, как $\alpha+\beta$, $\alpha-\beta$ или 2α. Вблизи несущей концентрируется большинство частот подобных комбинаций, так что мощность боковых составляющих второго порядка достигает максимума вблизи f_c и уменьшается до нуля к границе полосы $f_c \pm 2f_T$.

Аналогично обстоит дело с боковыми составляющими третьего порядка, которые располагаются в полосе частот $f_c \pm 3f_T$ и образу-

ются в результате комбинирования несущей частоты с любыми составляющими третьего порядка модулирующих частот. Точно так же большинство продуктов преобразования сосредоточено вблизи несущей, так что мощность боковых составляющих третьего порядка имеет широкий максимум в части спектра $f_c \pm f_T$ и спадает до нуля в точках $f_c \pm 3f_T$.

Результат суммирования мощностей составляющих от высших порядков до первого учитывается кривизной огибающей спектра между точками $f_c - f_T$ и $f_c + f_T$. Заметим, что эта кривизна возрастает при переходе от малых девиаций фазы (кривая *а*) к большим (кривая *г*). Это объясняется тем, что с увеличением фазовой девиации мощность составляющих второго и третьего порядков увеличивается относительно быстрее, чем мощность остальных составляющих. Эта особенность является аналогом увеличения продуктов модуляции второго и третьего порядков по отношению к продукту модуляции первого порядка при увеличении мощности на входе нелинейного устройства. Этот же эффект объясняет как относительно медленный спад составляющих высоких порядков (*г*), так и быстрый спад кривой *а*.

Количественно спектр для эффективных девиаций фазы, приведенных на рис. 16.3, интерпретируется следующим образом. Мощность модулированной несущей полагается равной $A^2_c e^{-D_\varphi}$. В области $f_c \pm f_T$ преобладают боковые составляющие второго порядка со спектральной плотностью мощности $A^2_c s(f)$ на 1 Гц полосы. Например, пусть дан фазомодулированный сигнал с общей мощностью —30 дБм и эффективной девиацией фазы $\sqrt{D_\varphi} = 0{,}5$ рад, обеспечиваемой шумовым сигналом с полосой 0—3 МГц. В этом случае мощность несущей будет $-(30 + 10 \lg 0{,}779) = -31{,}1$ дБм, а плотность мощности боковых составляющих первого порядка в полосе 3 кГц определяется следующим образом:

$$\text{плотность} = -30 \text{ дБм} - 7 \text{ дБ} + 10 \lg \frac{3 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^6} = -70 \text{ дБм/3 кГц}. \quad (16.26)$$

ВИД СПЕКТРА ПРИ БОЛЬШИХ ИНДЕКСАХ МОДУЛЯЦИИ

В процессе предыдущего анализа была использована аппроксимация, справедливая для систем с малым индексом модуляции, когда средний квадрат девиации фазы не превышает 0,5. Спектр ЧМ сигнала можно аппроксимировать иным методом, применимым для систем с достаточно большим индексом модуляции и известным как квазистационарный метод. Основную идею этого метода можно проиллюстрировать с помощью ЧМ сигнала с несущей частотой 70 МГц и модулирующим сигналом в виде меандра с частотой 100 Гц, обеспечивающим девиацию частоты ± 1 МГц. Таким образом, в течение одного полупериода модулирующего сигнала передается частота 71 МГц, а другого —69 МГц. Следовательно, спектр будет иметь два всплеска мощности на 69 и 71 МГц. Вбли-

зи каждого из этих всплесков сосредоточена половина мощности немодулированной несущей. Если модулирующий сигнал имеет трехугольную форму, так что частота линейно изменяется от 69 до 71 МГц и обратно, спектр заметно расплывается и имеет постоянную амплитуду между 69 и 71 МГц.

Несмотря на то, что квазистационарное приближение часто дает полезные результаты, использовать его необходимо с большой осторожностью. Для систем с малым индексом модуляции этот метод дает неверные результаты. Предположим, например, что несущая 70 МГц модулирована меандром частотой 1 МГц с девиацией ± 100 кГц. Из квазистационарного метода следует, что одна половина мощности сосредоточена вблизи 69,9 МГц, а другая — вблизи 70,1 МГц. Это совершенно не верно: мощность на этих частотах отсутствует. Точный анализ с помощью выражения (16.18) или приближенных выражений табл. 16.2 показывает, что спектр должен иметь составляющие, расположенные на расстоянии 1 МГц от несущей частоты. Фактически, для того чтобы достаточно хорошо передать меандр с частотой 1 МГц, необходимо передавать составляющие спектра, отстоящие от несущей на расстоянии ± 10 МГц.

Квазистационарный метод используется обычно при индексах модуляции более 10, в то время как аппроксимация при малых индексах (табл. 16.2) справедлива для среднего квадрата девиации $D_\varphi < 1/2$. Таким образом, остается промежуточная область, в которой подходящая аппроксимация в настоящее время неизвестна и аналитические выражения весьма сложны. Поскольку известны результаты анализа в случае больших и малых индексов модуляции, это позволяет сделать вывод, что для промежуточных случаев результаты будут лежать между результатами этих крайних случаев.

16.2. ВЕКТОРНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Векторная диаграмма сигналов с амплитудной и угловой модуляциями была введена в гл. 2. Далее рассматривается аналогичная диаграмма в качестве переходной к векторной диаграмме угловой модуляции с повышенным индексом модуляции.

МАЛЫЙ ИНДЕКС МОДУЛЯЦИИ

Амплитудномодулированный синусоидой сигнал с глубиной модуляции m может быть представлен в виде временной функции

$$M(t) = (1 + m\cos\omega_1 t)\cos\omega_c t = \cos\omega_c t + \frac{m}{2}\cos(\omega_c + \omega_1)t + \frac{m}{2}\cos(\omega_c - \omega_1)t. \qquad (16.27)$$

Векторная диаграмма этого сигнала показана на рис. 16.4, она состоит из вектора несущей частоты и двух вращающихся в противоположные стороны векторов боковых сигналов.

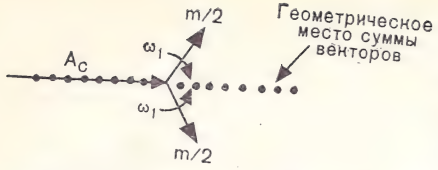


Рис. 16.4. Векторная диаграмма АМ сигнала

Рис. 16.5. Векторная диаграмма ЧМ/ФМ сигнала с малым индексом модуляции (приближенное распределение мощности: немодулированная несущая 1; модулированная несущая $1-X^2/2$; боковая $X^2/4$)

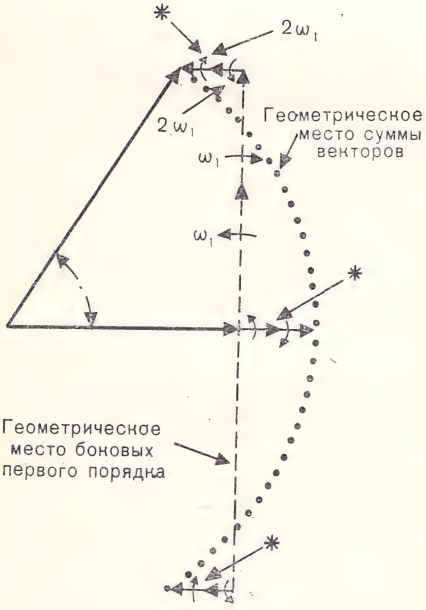


Рис. 16.6. Векторная диаграмма для $X=1$ (обозначено наилучшее расположение боковых второго порядка)

При амплитудной модуляции величина мощности сигнала несущей неизменна в процессе модуляции. Общая мощность модулированного сигнала возрастает за счет энергии боковых составляющих. Изменение глубины модуляции не приводит к увеличению числа боковых составляющих, а изменяет только их амплитуду.

Для сравнения рассмотрим сигнал, синусоидально модулированный по фазе (рис. 16.5). Точками здесь обозначено направление суммы сигналов несущей частоты и боковых составляющих. Подобная аппроксимация справедлива лишь для очень малых индексов фазовой модуляции X и используется в гл. 17 при анализе влияния случайного шума.

БОЛЬШОЙ ИНДЕКС МОДУЛЯЦИИ

Векторная диаграмма, аналогичная показанной на рис. 16.6 для $X=1$ рад, может быть использована для иллюстрации соотношений между боковыми составляющими, полученных ранее для модуляции монохроматическим сигналом. Эту диаграмму следует сопоставить с диаграммой рис. 16.5 для малого индекса модуляции. Геометрическое место точек концов вектора суммы пяти составляющих представляет собой кривую, близко расположенную к траектории конца сигнального вектора, которая по определению является дугой сектора с радиусом, равным амплитуде немодулированной несущей. Важно отметить, что при фазовой или частотной модуляции амплитуда результирующего сигнала и соответственно полная мощность сигнала не изменяются. Таким образом,

мощность немодулированной несущей распределяется между несущей и боковыми составляющими. Улучшение отношения сигнал/шум при фазовой модуляции при увеличении девиации является результатом когерентного сложения большого числа пар боковых в противовес случайному сложению шумовых составляющих.

16.3. ВЛИЯНИЕ ОГРАНИЧЕНИЯ

В гл. 7 было показано, что ЧМ сигнал может без существенных искажений проходить через устройства с нелинейной амплитудной характеристикой, если несущая частота выбрана правильно в соответствии с заданной граничной частотой модулирующего сигнала и пиковой частотной девиацией. Однако ряд устройств, используемых в ЧМ системах, например, усилители на лампах бегущей волны, обладают фазовой нелинейностью, что приводит к преобразованию АМ—ФМ, вызывающему заметные искажения при амплитудной модуляции ЧМ сигнала. Поскольку в радиорелейных системах невозможно избавиться от паразитной АМ, для ее подавления перед устройствами, вызывающими преобразования АМ—ФМ, используются ограничители.

Ограничитель — это нелинейное устройство, подавляющее любую паразитную амплитудную модуляцию несущей с минимальным влиянием на модуляцию фазы. *Идеальный* ограничитель полностью устраняет АМ без какого-либо влияния на ЧМ и ФМ. Это строгая математическая модель. *Реальный* же ограничитель уменьшает АМ до некоторой величины, являющейся частью от исходной. В устройствах с хорошими параметрами глубина амплитудной модуляции уменьшается в 100 раз, т. е. ограничение составляет 40 дБ. Кроме того, в реальных ограничителях наблюдается некоторое преобразование АМ на входе в ФМ на выходе. В ограничителях высокого качества значение индекса ФМ составляет лишь малую долю значения глубины АМ, не более 2%, и измеряется обычно в градусах. Например, АМ—ФМ преобразование составляет 0,13 град/дБ. Для сравнения, то же преобразование для лампы бегущей волны равно 6 град/дБ.

Основной трудностью при использовании ограничителей в ЧМ системах является их резкая нелинейность. Вследствие этого целый ряд известных положений, базирующихся на каскадировании линейных цепей, не может быть для них использован. В качестве иллюстрации рассмотрим фазовую характеристику передачи, при которой каждый из векторов боковых составляющих ЧМ сигнала с малым индексом вращается по часовой стрелке на 45°. На рис. 16.7*а* показан неискаженный сигнал в момент времени $t=0$. При этом амплитуда несущей полагается равной единице, а амплитуда боковых первого порядка при малых индексах — равной $0{,}5X$, где X — индекс модуляции. Векторная диаграмма, искаженная при передаче, показана на рис. 16.7*б*. Каждый вектор боковой со-

ставляющей можно разложить на две составляющие (рис. 16.7*в*) и преобразовать (рис. 16.7*г*). Очевидно, что это комбинация ЧМ и АМ. Идеальный ограничитель устраняет АМ и приводит сигнал к

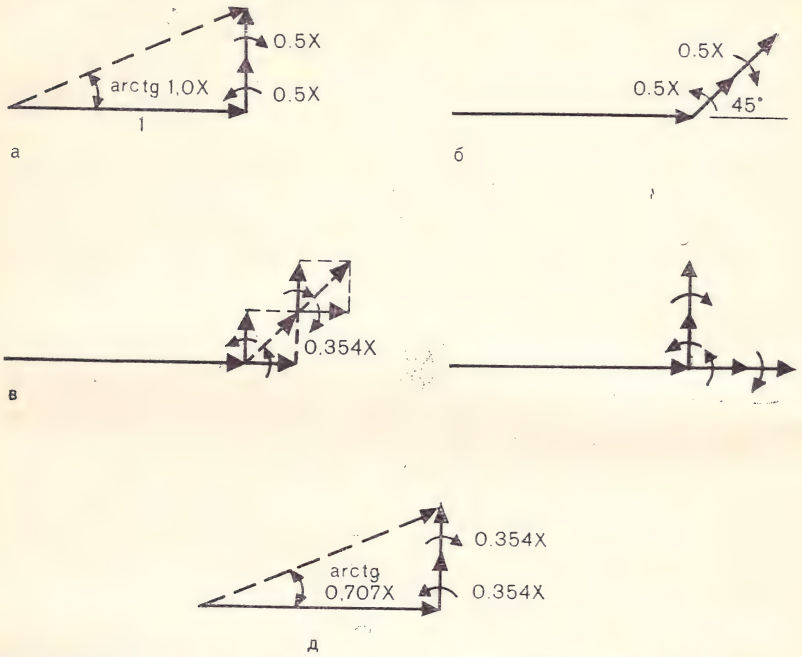


Рис. 16.7. Влияние фазовых искажений и ограничения ($t = 0$):
а — неискаженный сигнал; *б* — фазовые искажения —45° для каждой боковой; *в* — разложение на составляющие; *г* — перераспределение составляющих векторов; *д* — после ограничения

виду, изображенному на рис. 16.7*д*. Это чистый ЧМ сигнал, однако индекс модуляции (т. е. амплитуда фазовой девиации) уменьшается от X до 0,707 X. Таким образом, величина полезного сигнала на выходе уменьшается на 3 дБ.

Следовательно, фазовые искажения при наличии ограничителя приводят к подавлению амплитуды полезного сигнала. Фазовый корректор, который восстановил бы боковые составляющие (рис. 16.7*а*) в их первоначальной амплитуде 0,5 X, не существует. Это может сделать лишь выравниватель коэффициента передачи. Очевидно, что фазовый корректор, установленный между ограничителями для коррекции (например, путем вращения каждой боковой составляющей на 45° против часовой стрелки) фазовых искажений на входе, приведет лишь к повторению описанного процесса и увеличению потерь передачи полезного сигнала еще на 3 дБ.

Можно показать, что однозначное соответствие между характеристиками передачи цепи перед ограничителем и необходимого корректора после него отсутствует. Поэтому результаты измере-

ний с помощью обычных свип-генераторов с ограничителями не могут быть использованы для определения требуемой фазовой коррекции. Одним из решений данной проблемы может быть использование несущей с медленной частотной модуляцией в интересующей полосе. Этот метод и используется в измерительных установках для определения ГВЗ и относительных измерений усиления и фазы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ 16

1. **Black H. S.** Modulation Theory (Princeton, N. J.: D. Van Nostrand Company, Inc., 1953).
2. **Goldman S.** Frequency Analysis, Modulation, and Noise (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1948).
3. **Dwight H. B.** Mathematical Tables (New York: Dover Publications, 1958).
4. **Abramson N.** «Bandwidth and Spectra of Phase- and Frequency-Modulated Waves», Trans. IEEE, Communications Systems, vol. CS-11 (Dec. 1963), pp. 407—414.

17. ГЛАВА

Случайные шумы в ЧМ и ФМ системах

Ранее при обсуждении влияния случайных шумов было показано, что минимальный уровень шумов в любой электрической цепи определяют тепловые шумы, а дополнительные шумы могут вносить такие источники, как электронные лампы или транзисторы. В этой главе будет рассмотрено влияние случайных шумов на частотно- и фазомодулированные сигналы.

Глава начинается с вывода системы уравнений для определения шумов в выходном виде о сигнале, вызванных искажением ЧМ сигнала аддитивными случайными шумами, имеющими постоянную спектральную плотность. Это выражение полностью пригодно для расчета тепловых шумов в ЧМ системах. Другие источники случайного шума с непостоянной спектральной плотностью, такие, как дробовые шумы и шум вида $1/f$, будут в общих чертах рассмотрены при обсуждении предыскажений. В настоящей главе рассматривается также проблема нарушения связи (сбоя).

17.1. ВЫВОД ОСНОВНОГО ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ШУМОВ В ЧМ СИСТЕМАХ

При добавлении к ЧМ сигналу случайного шума с постоянной спектральной плотностью появляется паразитная модуляция несущей. Величина паразитной девиации несущей частоты зависит от соотношения между уровнями несущей и шума. После демодуляции эта паразитная модуляция преобразуется в случайный шум на видеочастоте, огибающая спектра которого зависит от того, применяется ли ЧМ или ФМ демодулятор. На выходе ФМ системы напряжение шума не зависит от частоты в то время, как для ЧМ систем напряжение шумов на выходе линейно возрастает с частотой. Эту зависимость обычно представляют в виде треугольного шумового спектра ЧМ систем. Подобный факт используется в последующем анализе при выводе выражения для случайного шума при нулевом уровне передачи в ЧМ системе.

ПАРАЗИТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ НЕСУЩЕЙ

Анализ начнем с рассмотрения паразитной ФМ, являющейся результатом интерференции немодулированной несущей и некоторого синусоидального сигнала. Аналогичный подход используется при анализе модуляции, вызванной случайными шумами с равномерным спектром («белый» шум).

Фазовая модуляция, вызванная синусоидальной помехой. Рассмотрим случай, когда синусоидальная помеха с амплитудой A_n отстоит по частоте от несущей с амплитудой A_c на расстоянии ω_n (рис. 17.1*а*). Анализ проводится в предполо-

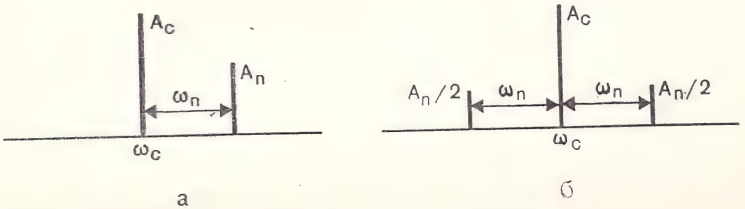


Рис. 17.1. Спектр несущей частоты и синусоидальной помехи:
а — до ограничения; *б* — после ограничения

жении $A_c \gg A_n$, и, таким образом, девиация фазы θ, показанная на рис. 17.2, может быть приблизительно равна tg θ. Таким обра-

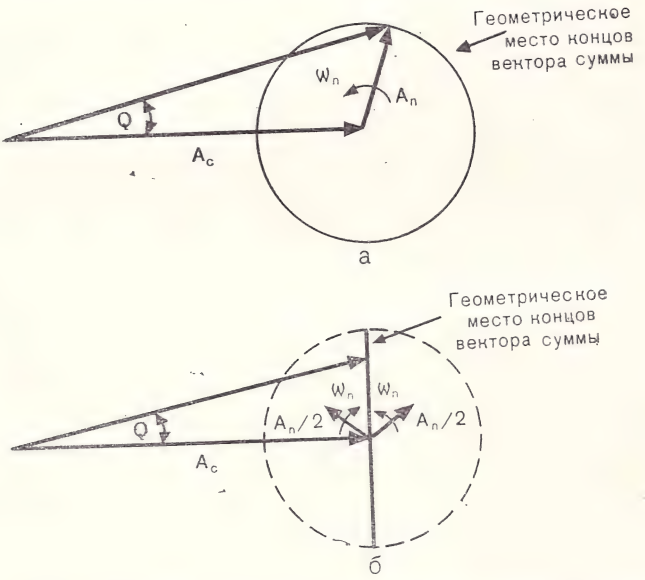


Рис. 17.2. Векторная диаграмма несущей частоты и синусоидальной помехи:
а — до ограничения; *б* — после ограничения

зом, пиковая девиация фазы, вызванная синусоидальной помехой, равна

$$A_n/A_c \text{ [рад]}. \tag{17.1}$$

На рис. 17.1 и 17.2 показаны также результаты прохождения сигнала с помехой через ограничитель. Эти результаты выражаются в преобразовании одной синусоидальной помехи в две противоположно вращающиеся боковые составляющие с амплитудами $A_n/2$. Они когерентны, следовательно, пиковая девиация несущей остается равной A_n/A_c. Процесс ограничения уменьшает амплитуды мешающих сигналов, снижает их мощность, но не приводит к уменьшению искажения полезного сигнала.

Поскольку фаза модулируется синусоидальным сигналом, то эффективная девиация фазы равна пиковой девиации, деленной на $\sqrt{2}$, т. е.

$$\text{эффективная девиация фазы} = A_n/A_c\sqrt{2} = a_n/A_c \text{ [рад]}, \tag{17.2}$$

где $a_n = A_n/\sqrt{2}$ — эффективная амплитуда помехи. Понятие эффективной девиации фазы будет в дальнейшем полезно, поскольку для случайного шума эффективное напряжение определить значительно легче, чем пиковое.

Далее будет полезен тот факт, что компоненты шума с частотами $\omega_c+\omega_n$ и $\omega_c-\omega_n$ преобразуются в одну и ту же видеочастоту ω_n. Когда одновременно присутствуют обе шумовые компоненты (как это обычно и бывает), они складываются в общем случае по мощности, поскольку источниками их являются некоррелированные сигналы.

Частотная модуляция, вызванная синусоидальной помехой. Частотную модуляцию, вызываемую синусоидальной помехой, можно легко оценить, зная фазовую модуляцию, поскольку мгновенное значение девиации частоты определяется как производная по времени от мгновенной девиации фазы. Если уровень несущей намного больше уровня помехи, мгновенная девиация фазы равна

$$\frac{A_n}{A_c}\sin(\omega_n t + \theta_n) \text{ [рад]}. \tag{17.3}$$

Взяв производную по времени, получим мгновенную девиацию частоты

$$\frac{A_n}{A_c}\omega_n\cos(\omega_n t + \theta_n) \text{ [рад/с]}. \tag{17.4}$$

Таким образом, пиковая девиация частоты в герцах равна

$$\frac{A_n}{A_c}\omega_n \text{ [рад/с]} = \frac{A_n}{A_c} f_n \text{ [Гц]}. \tag{17.5}$$

Эффективная девиация частоты, вызванная синусоидальной помехой, равна

$$\frac{A_n}{A_c\sqrt{2}}\omega_n \text{ [рад/с]} = \frac{A_n}{A_c\sqrt{2}} f_n = \frac{a_n}{A_c} f_n \text{ [Гц]}. \tag{17.6}$$

Пиковая девиация частоты есть функция разностной частоты f_n. Следовательно, синусоидальная компонента, сильно удаленная от несущей, вызывает бо́льшую девиацию частоты, чем синусоидальная компонента, находящаяся вблизи несущей. Для определения эффективной девиации фазы необходимо знать отношение эффективного напряжения помехи a_n к амплитуде напряжения несущей A_c, а для определения эффективной девиации частоты необходимо учитывать также частоту помехи.

В гл. 2 было отмечено, что индекс модуляции (или пиковая девиация фазы) несущей, модулированной одной синусоидой, можно представить в виде отношения пиковой девиации частоты к частоте модулирующего сигнала. Сравнение выражений (17.1) и (17.5) показывает, что те же самые соотношения используются для модуляции, вызванной синусоидальной помехой. Таким образом, для синусоидальной модуляции полезно запомнить следующее соотношение:

$$\text{пиковая девиация фазы (или индекс модуляции)} = \frac{\text{пиковая девиация частоты}}{\text{частота модуляции}}. \qquad (17.7)$$

Фазовая модуляция, вызванная случайным шумом. Рассмотрим влияние на несущую случайного шума, содержащегося в некоторой полосе частот. Интерес представляет определение полного шума, проявляющегося в диапазоне видеочастот (что важно, например, для передачи телевидения) и шума в узкой полосе диапазона видеочастот (например, для самого шумящего канала в многоканальной группе телефонных сигналов).

В настоящей главе используется метод анализа аналогичный описанному в [1]. Случайный шум представляется в виде большого числа синусоидальных компонент с различными частотами, одинаковыми амплитудами и произвольными фазами. Шум системы удобно анализировать, приведя его к полосе в 1 Гц. Таким образом, полосу шума в N [Гц] можно представить в виде эквивалентного сигнала из N синусоид, равно отстоящих друг от друга по частоте. Через A_n обозначим амплитуду синусоиды, несущей ту же мощность, что и шум в полосе 1 Гц. Если предположить, что полная мощность шума, или точнее, максимальная амплитуда полного шумового сигнала мала по сравнению с амплитудой несущей, результирующая модуляции фазы может быть приблизительно записана в виде

$$\sum_{n=1}^{N} \frac{A_n}{A_c} \sin(\omega_n t + \theta) \text{ [рад]}. \qquad (17.8)$$

Для указанных условий справедлив принцип суперпозиции, т. е. фазовая модуляция несущей случайным шумом эквивалентна суммированию компонент фазовой модуляции, вызванных каждой из входных шумовых составляющих в отдельности. Далее показано, что если мощность шума сравнима с мощностью несущей, имеют место нелинейные шумовые эффекты.

Когда рассматривалось влияние одной синусоидальной помехи, можно было сразу же записать выражения для пиковой девиации фазы в виде (17.1). Максимальная суммарная амплитуда N синусоидальных помех может быть определена только в том случае, если известны фазовые соотношения между синусоидами, что в данном случае не имеет места. Таким образом, для случайного шума невозможно записать выражение для пиковой девиации фазы, аналогичное (17.1). Однако эффективная девиация фазы может быть определена. Обозначим полное эффективное суммарное напряжение N синусоид через α_N. Для рассматриваемого случая, когда $A_1=A_2=A_n$, оно имеет вид

$$\alpha_N = \sqrt{\sum_{n=1}^{N}\left(\frac{A_n}{\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{N\left(\frac{A_n}{\sqrt{2}}\right)^2} = \frac{A_n}{\sqrt{2}}\sqrt{N} = a_n\sqrt{N}, \quad (17.9)$$

где $a_n=A_n/\sqrt{2}$ — эффективное значение амплитуды каждой синусоидальной компоненты. Следовательно, эффективная девиация фазы [выражение (17.8)] может быть записана в виде

полная эффективная девиация фазы, вызванная случайным шумом в полосе частот $= \frac{\alpha_N}{A_c}$ [рад] $= \frac{A_N}{A_c\sqrt{2}}\sqrt{N}$ [рад] $= \frac{a_n}{A_c}\sqrt{N}$ [рад]. (17.10)

Если $N=1$, то эти выражения преобразуются в выведенные ранее для эффективной девиации при одной синусоидальной помехе, т. е.

эффективная фазовая девиация, вызванная шумом в полосе 1 Гц $= \frac{A_n}{A_c\sqrt{2}}$ [рад] $= \frac{a_n}{A_c}$ [рад]. (17.11)

ШУМЫ В ДИАПАЗОНЕ ВИДЕОЧАСТОТ

Проведенный анализ можно использовать для решения специальной задачи — вывода выражений для случайного шума в диапазоне видеочастот как в ФМ, так и в ЧМ системах.

Шум в ФМ системах. Ранее предполагалось, что случайный шум имеет равномерный спектр в полосе частот от f_c-f_1 до f_c+f_1, как показано на рис. 17.3 (верхний), и что мощность несущей существенно выше мощности шума. Эффективная девиация фазы, вызванная шумом в полосе 1 Гц на частоте f_c+f_n, где $f_n \leqslant f_1$, в соответствии с (17.11) равна a_n/A_c [рад]. Эта фазовая модуляция вызовет появление эффективного напряжения шума на выходе фазового детектора в полосе 1 Гц с центром на видеочастоте f_n. Другое шумовое напряжение равной амплитуды также появится на частоте f_n из-за шумового сигнала в полосе 1 Гц с центром на частоте f_c-f_n. Таким образом, эти два шумовых напряжения некоррелированы и могут суммироваться по мощности. Следовательно, полное эффек-

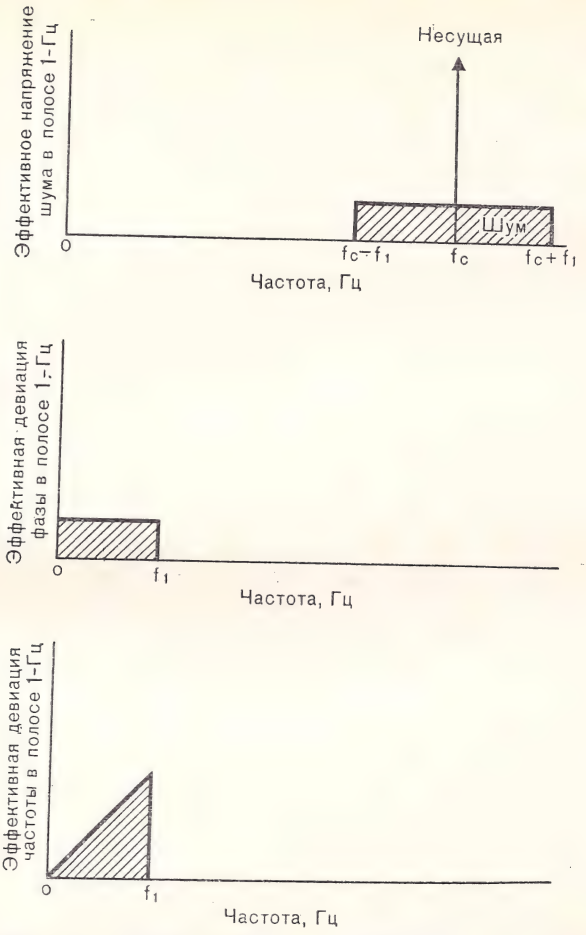


Рис. 17.3. Сложение шума с равномерным спектром в полосе частот с несущей и результирующие шумы на видеочастоте в ФМ и ЧМ системах:

верхний рис. — спектр несущей частоты (A_c [В] — амплитуда несущей; a_n [В] — эффективное напряжение шума в полосе 1 Гц; $a_n\sqrt{2f_1}$ — полное эффективное напряжение шума); средний рис. — спектр шума в видеодиапазоне после фазового детектора (шум в видеодиапазоне, приведенный к 1 Гц, пропорционален эффективной девиации фазы в полосе 1 Гц, равной $a_n\sqrt{2}/A_c$ [рад], полная эффективная девиация фазы $a_n\sqrt{2f_1}/A_c$ [рад]); нижний рис. — спектр шума в видеодиапазоне после частотного детектора (шум в видеодиапазоне в полосе 1 Гц на f_n пропорционален эффективной девиации частоты в полосе 1 Гц, равной $2\pi f_n a_n\sqrt{2}/A_c$ [рад/с]

тивное напряжение шума в полосе 1 Гц с центром на частоте f_n будет пропорционально величине $a_n\sqrt{2}/A_c$. Это отношение есть не что иное, как эффективная девиация фазы, вызванная шумом в двух полосах шириной по 1 Гц [$N=2$ для (17.10)], причем одна из полос расположена на f_n выше несущей, а другая на столько же ниже. Таким образом, для ФМ системы на выходе приемника с фазовым детектором получим

эффективное напряжение шума в полосе 1 Гц с центром на видеочастоте $f_n = \frac{1}{k}\frac{a_n\sqrt{2}}{A_c}$, (17.12)

где $1/k$ — коэффициент передачи фазового детектора, выраженный в вольтах на радиан фазовой девиации; $a_n\sqrt{2}/A_c$ — эффективная девиация фазы, выраженная в радианах, вызванная шумом в двух полосах по 1 Гц, расположенных около частот f_c+f_n и f_c-f_n.

Из анализа очевидно, что в ФМ системах напряжение шума в видеодиапазоне, приведенное к 1 Гц, не зависит от f_n для равномерного в полосе частот случайного шума. Следовательно, спектр шума на выходе фазового детектора также равномерен по частоте. Полное напряжение шума в диапазоне видеочастот равно эквивалентному напряжению, образующемуся в результате суммирования по мощности всех шумовых сигналов в полосе 1 Гц.

Если видеосигнал занимает полосу от 0 до f_1 [Гц], полное эффективное напряжение шума по выходе фазового детектора будет равно сумме (по мощности) f_1 напряжений, каждое из которых имеет эффективную амплитуду, заданную выражением (17.12). Следовательно,

полное эффективное напряжение шума в ФМ системе на видеочастоте $= \sqrt{f_1\left(\frac{1}{k}\frac{a_n\sqrt{2}}{A_c}\right)^2} = \frac{1}{k}\frac{a_n}{A_c}\sqrt{2f_1}$, (17.13)

где $\frac{a_n}{A_c}\sqrt{2f_1}$ — полная эффективная девиация фазы в радианах, вызванная шумом в полосе частот от f_c-f_1 до f_c+f_1. Отметим, что это выражение аналогично (17.10) при $N=2f_1$.

На рис. 17.3 (средний) показан спектр шума в видеодиапазоне для ФМ систем. Если по такой системе передаются сигналы многоканальной телефонии, во всех каналах шум будет одинаковым. Для выражения шума в dBrnc0 необходимо знать отношения между эффективной девиацией фазы радиорелейных систем и мощностью в точке с нулевым относительным уровнем передачи. Это отношение можно установить несколькими способами. Аналогичная проблема возникает в ЧМ системах.

Шумы ЧМ системы. Как и в случае анализа девиации, вызванной шумом в ФМ системах, предполагаем, что случайный шум не зависит от частоты в полосе от f_c-f_1 до f_c+f_1, как показано на рис. 17.3 (верхний), и что мощность несущей значительно больше мощности шума. Для ЧМ систем напряжение шума в видеодиа-

пазоне пропорционально эффективной девиации частоты, а не эффективной девиации фазы несущей. Мгновенная девиация частоты, вызванная шумом, может быть определена дифференцированием выражения для мгновенной девиации фазы (17.8). В результате получим сумму из N синусоидальных компонент, каждая из которых имеет максимальную амплитуду $\omega_n A_n/A_c$ и эффективное значение $\omega_n a_n/A_c$ [В]. Эти амплитуды, конечно, имеют те же значения, что и для одной синусоидальной помехи (17.5) и (17.6) и представляют собой пиковую и эффективную девиацию частоты соответственно, вызванную шумом на частотах f_c+f_n или f_c-f_n. Полное эффективное напряжение шума в полосе 1 Гц с центром на f_n на выходе частотного детектора будет равно сумме (по мощности) эффективных напряжений шума, обусловленных шумом на указанных частотах. Таким образом, для ЧМ систем на выходе частотного детектора:

эффективное напряжение шума в полосе 1 Гц с центром на видеочастоте $f_n = \frac{1}{k_1} \frac{\omega_n a_n \sqrt{2}}{A_c}$, (17.14)

где $1/k_1$ — коэффициент передачи (или чувствительность) частотного детектора, В/рад/с частотной девиации; $\omega_n a_n \sqrt{2}/A_c$ — эффективная девиация частоты в рад/с, обусловленная двумя шумовыми полосами шириной в 1 Гц на частотах f_c+f_n и f_c-f_n.

Отметим, что напряжение шума в видеодиапазоне для ЧМ систем меняется прямо пропорционально ω_n и, следовательно, линейно возрастает с увеличением видеочастоты. Это явление приводит к образованию так называемого трехугольного спектра шума ЧМ систем, который показан на рис. 17.3 (нижний).

Полное эффективное напряжение шума на выходе частотного детектора пропорционально полной эффективной девиации частоты несущей. Эта девиация частоты может быть определена интегрированием средних квадратов девиаций частоты, обусловленных каждой шумовой полосой в 1 Гц, и последующим извлечением квадратного корня. Эта операция, естественно, аналогична суммированию по мощности отдельных составляющих. Таким образом, полная эффективная девиация частоты в полосе видеочастот $0-f_1$ [Гц] выражается в следующем виде:

полная эффективная девиация частоты несущей =

$$= \sqrt{\int_0^{f_1} \left(\frac{2\pi f a_n \sqrt{2}}{A_c}\right)^2 df} = \frac{2\pi a_n \sqrt{2}}{A_c} \sqrt{\frac{f_1^3}{3}} \text{ [рад/с]} = \frac{a_n \sqrt{2}}{A_c} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{f_1^3}{3}} \text{ [Гц]}. \qquad (17.15)$$

Полная эффективная девиация частоты для части указанного спектра может быть найдена в результате изменения пределов ин-

тегрирования. Одним из частных случаев, представляющих интерес, является случай, когда интересующая полоса частот мала по сравнению с расстоянием ее от несущей. Например, для обычной радиорелейной системы верхний по частоте канал в сигнале многоканальной телефонии занимает полосу в 3 кГц на видеочастоте 4 МГц. Обозначим полосу, занимаемую сигналом вблизи некоторой видеочастоты f_1, через δf, причем $\delta f \ll f_1$. В этом случае эффективная девиация частоты будет приблизительно равна сумме по мощности δf компонент, каждая из которых имеет амплитуду, определяемую (17.14). Таким образом,

эффективная девиация частоты, вызванная шумом в двух полосах δf на частотах $f_c+\omega_1/2\pi$ и $f_c-\omega_1/2\pi \approx \sqrt{\delta f \left(\frac{\omega_1 a_n \sqrt{2}}{A_c}\right)^2} \approx$

$$\approx \frac{\omega_1 a_n \sqrt{2\delta f}}{A_c} \text{ [рад/с]} \approx \frac{a_n f_1 \sqrt{2\delta f}}{A_c} \text{ [Гц]}. \qquad (17.16)$$

На практике полоса видеочастот радиосистем ограничена частотами f_B и f_T, и соотношение $\delta f \ll f_1$ оказывается справедливым для любого канала во всей полосе между этими частотами. Следовательно, область возможного применения выражения (17.16) не ограничена только высокочастотными каналами.

Уровень несущей и шума удобнее выразить через мощность. Поэтому выражение (17.16) можно переписать в другом виде, используя следующие соотношения:

$$p_n = a_n^2/R \text{ [Вт/Гц]}, \qquad (17.17)$$

$$p_c = A_c^2/2R \text{ [Вт]}, \qquad (17.18)$$

где через R обозначен импеданс схемы в точке, где определяются напряжение несущей и шума, а p_n и p_c соответственно средняя и пиковая мощности. Подставляя в (17.16) выражения для a_n и A_c, полученные из (17.17) и (17.18), получаем следующее выражение для эффективной девиации частоты, обусловленной шумом в двух полосах частот шириной δf:

эффективная девиация частоты, обусловленная шумом в двух полосах по δf на частотах $f_c+\omega_1/2\pi$ и $f_c-\omega_1/2\pi \approx f_1 \sqrt{\frac{p_n \delta f}{p_c}}$ [Гц]. (17.19)

ШУМ В ЧМ СИСТЕМАХ ПРИ НУЛЕВОМ УРОВНЕ ПЕРЕДАЧИ

Для определения шума, выраженного в dBrnc0 с помощью выражений (17.16) или (17.19), необходимо знать соотношения между эффективной девиацией частоты сигнала в радиорелейной системе и мощностью сигнала при нулевом уровне передачи. Если чувствительность частотного детектора $1/k$ и уровень передаваемой мощности на выходе детектора известны, мощность шума при нулевом уровне передачи можно определить. Однако, к сожалению,

каждое из этих значений может быть известно на конечных этапах разработки радиорелейных систем. В качестве альтернативы можно использовать соотношение между многоканальным сигналом, передаваемым в системе, и пиковой девиацией частоты, обеспечиваемой этим сигналом. В гл. 6 было показано, как определяется максимальная загрузка P_s, на которую должна быть рассчитана система передачи сигналов многоканальной телефонии. Если эта загрузка передается по ЧМ системе, пиковая девиация частоты, возникающая в системе, выбирается в соответствии с максимальной амплитудой синусоидального видеосигнала, имеющего мощность, равную P_s [дБм0]. Пиковая девиация частоты системы обычно устанавливается на ранних этапах проектирования, и ее величина совместно с P_s, определяющей загрузку системы, позволяют оценить шумы системы. Если пиковая девиация частоты равна ΔF, а изменение частоты синусоидально, то эффективная девиация равна $\Delta F/\sqrt{2}$. Через $\overline{F}$ обозначим эффективное значение девиации, которое предполагается соответствующим мощности (или эффективному напряжению) P_s [дБм0]. Точнее, любая эффективная девиация частоты, равная $\overline{F}$, будет обеспечивать мощность P_s [дБм0], и наоборот, мощность P_N в диапазоне видеочастот, выраженная в дБм0, обусловленная любой другой эффективной девиацией частоты $\overline{f}$ может быть представлена в виде

$$P_N = P_s + 20 \lg \frac{\overline{f}}{\overline{F}} \text{ [дБм0]}, \tag{17.20}$$

где $\overline{F}$ — эффективная девиация частоты, обусловленная видеосигналом с мощностью P_s; $\overline{f}$ — эффективная девиация частоты, обусловленная любым другим сигналом, имеющим мощность P_N [дБм0].

Отсюда следует, что если $\overline{f}$ представляет собой эффективную девиацию частоты, обусловленную шумом в полосе частот, то P_N — результирующая мощность шума на видеочастоте. Для случая шума в одном из передаваемых каналов $\overline{f}$ может быть приблизительно определена из (17.19). Подставляя это выражение в (17.20), получаем

$$P_N = P_s + 20 \lg \frac{f_1}{\overline{F}} \sqrt{\frac{p_n \delta f}{p_c}} \text{ [дБм0]}. \tag{17.21}$$

На практике p_n и p_c обычно выражаются в дБм/Гц и дБм соответственно. Далее обычно используют пиковую девиацию частоты $\Delta F = \sqrt{2}\,\overline{f}$, а не эффективную девиацию $\overline{f}$. Поэтому выражение (17.21) удобно переписать в следующей форме:

$$P_N \text{ [дБм0]} = P_s + 20 \lg \frac{f_1}{\Delta F} + 10 \lg 2\delta f + P_n \text{ [дБм/Гц]} - P_c \text{ [дБм]}. \tag{17.22}$$

Выражения (17.21) или (17.22) позволяют получить мощность шума, выраженную в дБм0, в узкой полосе частот δf при равномерном по частоте случайном шуме. Пусть телефонный канал

располагается вблизи видеочастоты f_1, а ΔF является пиковой девиацией частоты ЧМ системы. Обычно телефонные каналы уплотняются на расстоянии 4 кГц друг от друга и имеют эффективную шумовую полосу 3 кГц. Таким образом, δf обычно предполагается равной 3 кГц.

Выражение (17.21) является основой для простой операции, которая иногда используется для определения шума при нулевом уровне передачи, обусловленного равномерным по частоте случайным шумом, возникающим в той части системы, где передается ЧМ сигнал. Подстановка $\Delta F = \sqrt{2}F$ позволяет записать (17.21) в виде

$$P_N = P_s + 20 \lg \frac{f_1}{\Delta F} + 10 \lg \frac{2\delta f p_n}{p_c} \text{ [дБм0]}. \qquad (17.23)$$

В первую очередь производится расчет канала, расположенного вблизи видеочастоты, равной пиковой девиации частоты. При этом $20 \lg (f_1/\Delta F) = 0$. Отношение мощности несущей и мощности шума в полосе $2\delta f$ определяется в этом случае величиной $10 \lg \frac{p_c}{2\delta f p_n}$ [дБ]. Шум при нулевом уровне передачи на такое же количество децибел ниже P_s. Так как шум изменяется со скоростью 6 дБ на октаву при изменении расположения канала по частоте, определение шума в любом другом канале не составляет труда. На практике, если p_n и p_c выражены в дБм/Гц и дБм соответственно, для расчетов целесообразней использовать (17.22), чем (17.21).

Выражение (17.23) можно модифицировать для оценки границы слухового раздражения (annoyance) в отдельном телефонном канале для одного интервала, подставляя $\delta f = 3$ кГц и учитывая, что 0 дБм0/3 кГц = 88 dBrnc0. Таким образом, получим

$$W_N \text{[dBrnc0]} = 88 + P_s + 20 \lg \frac{f_1}{\Delta F} + 37{,}8 + 10 \lg \frac{p_n}{p_c}$$

$$W_N \text{[dBrnc0]} = 125{,}8 + P_s \text{[дБм0]} + 20 \lg \frac{f_1}{\Delta F} + P_n \text{[дБм/Гц]} - P_c \text{[дБм]}. \qquad (17.24)$$

17.2. ШУМЫ СИСТЕМ И ПРЕДЫСКАЖЕНИЯ

Ранее было получено выражение, позволяющее быстро произвести расчет влияния тепловых шумов одного ретранслятора на общий шум ЧМ системы с большим числом ретрансляторов. Имеются, конечно, и другие источники шума в ретрансляторах и оконечной аппаратуре.

Далее кратко рассмотрим некоторые из этих источников и опишем способы суммирования случайных шумов в системах с большим числом ретрансляторов. Кроме того, ознакомимся со стандартным методом улучшения шумовых характеристик ЧМ систем. Этот метод, называемый методом предыскажений, состоит в выборе такого распределения уровней, который приблизительно выравнивает шумы во всей группе телефонных каналов.

ИСТОЧНИКИ ШУМОВ

В ЧМ системах имеется несколько источников случайного шума. О тепловых шумах уже говорилось выше. Другими источниками являются:

1. Дробовой шум, который появляется в любом генераторе как результат нерегулярности электронного потока и конечной добротности резонансной системы генератора. В ЧМ системах он выражается обычно в виде равномерного шумового видеоспектра, который пересекает трехугольный шумовой спектр в области низких частот.

2. Равномерный и $1/f$-шум, который вносят видеоусилители в соединительных цепях, оконечная ЧМ аппаратура и видеочастотные ретрансляторы.

При правильном проектировании шум, обусловленный этими источниками, оказывается значительно меньшим шума в верхнем телефонном канале, обусловленного тепловыми шумами, пересчитанными по входу приемника. Однако в середине видеодиапазона и на низких частотах эти второстепенные источники весьма существенны и, следовательно, должны учитываться при точных расчетах.

Сумма всех шумовых спектров, включая тепловые шумы, пересчитанные по входу приемника, дробовые шумы генераторов, шумы групповых усилителей, а также шесть других источников, не являющиеся продуктами модуляции, называются общим холостым шумом *(idle noise)*. Суммирование производится по мощности из-за некоррелированности этих источников.

НАКОПЛЕНИЕ СЛУЧАЙНОГО ШУМА НА БОЛЬШОМ ЧИСЛЕ ИНТЕРВАЛОВ

Случайные шумы, которые вносятся на каждом интервале радиолинии, оказывают сильное воздействие на полезный модулирующий сигнал, складываясь по мощности. Если система рассчитана таким образом, что на входе приемников уровни мощности одинаковы и приемники идентичны, то шум будет накапливаться со скоростью $10 \lg N$ [дБ], где N — число интервалов.

ПРЕДЫСКАЖЕНИЕ И ВОССТАНОВЛЕНИЕ

Влияние предыскажений на холостой шум легко определяется заранее и иллюстрируется последующим рассмотрением. Влияние предыскажений на переходные шумы также существует, однако механизм его значительно сложнее и здесь не рассматривается.

Предположим, что спектральная плотность мощности холостого шума на видеочастотном выходе ЧМ системы имеет вид

$$d_n = d_{n_0}[1 + (f/f_0)^2], \qquad (17.25)$$

где d_{n_0} — средняя плотность мощности равномерного шумового спектра, как, например, для дробового шума; f_0 — частота, на ко-

торой пересекаются равномерный спектр и трехугольный спектр ЧМ шума, как показано на рис. 17.4. Суммарная плотность шума в этой точке на 3 дБ выше уровня равномерного шума.

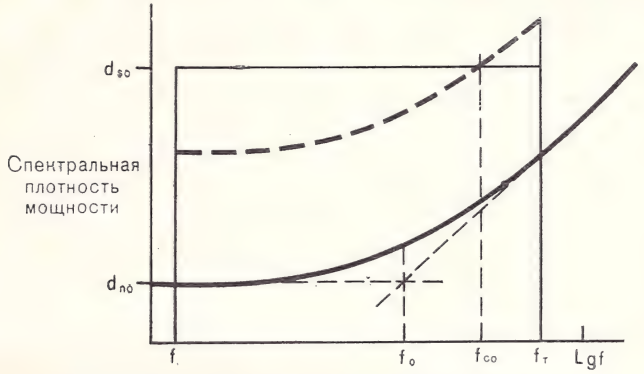


Рис. 17.4. Спектр шума в видеодиапазоне

Спектральная плотность мощности телефонного сигнала на том же выходе при отсутствии предыскажений может быть представлена равномерной, имеющей величину

$$d_s = d_{s_0}\ [\text{Вт/Гц}] \text{ при } f_B \leqslant f \leqslant f_T. \tag{17.26}$$

Спектр видеосигнала и шумовой спектр на рис. 17.4 представлены сплошными линиями. Анализ рисунка показывает, что отношение сигнал/шум в нижней части видеодиапазона заметно выше, чем на верхних частотах. Частное от деления этих двух отношений сигнал/шум, которое можно получить из (17.25) и (17.26), равно $1 + (f_T/f_0)^2$, если $f_B \ll f_0$.

Первым этапом при внесении предыскажений является изменение огибающей спектральной плотности мощности сигнала для компенсации кривизны огибающей спектральной плотности шума, т. е.

$$d_{sp} = d_{s_0}\,[1 + (f/f_0)^2] \text{ при } f_B \leqslant f \leqslant f_T. \tag{17.27}$$

Однако при этом существенно увеличивается полная мощность сигнала по сравнению с мощностью исходного сигнала с равномерным спектром [1]) $d_{s0}f_T$ на величину:

$$\text{отношение мощностей} = \frac{1}{f_T}\int_0^{f_T}\left[1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]df = 1 + \frac{1}{3}\left(\frac{f_T}{f_0}\right)^2. \tag{17.28}$$

Для того чтобы восстановить исходную полную мощность модулирующего сигнала, а следовательно, и исходную эффективную

[1]) f_B предполагается равной нулю, вносимая при этом ошибка чрезвычайно мала.

девиацию ЧМ сигнала, мощность сигнала должна быть уменьшена в соответствии с выражением (17.28). Результирующая спектральная плотность сигнала показана пунктирной линией на рис. 17.4. С учетом изложенного, характеристика предыскажений в децибелах имеет вид

$$10 \lg \left[\frac{1 (f/f_0)^2}{1 + \frac{1}{3} (f_T/f_0)} \right]. \qquad (17.29)$$

Частота f_{c0}, которая введена на рис. 17.4, называется частотой пересечения функции предыскажений и определяется как частота, на которой предыскажения не вносят изменений в уровень передаваемого сигнала, принятого для радиорелейных систем. Таким образом, это частота, на которой предыскажающая и восстанавливающие схемы не влияют на общие шумы системы.

Для такой относительно простой формы предыскажений можно получить зависимость улучшения шумовой характеристики в верхнем канале и ухудшения ее в нижнем канале от величины используемых предыскажений. Эта кривая приведена на рис. 17.5, она

Рис. 17.5. Преимущества и недостатки использования предыскажений:

1 — выигрыш в верхнем канале; *2* — проигрыш в нижнем канале (приближенно)

показывает, что при уменьшении шумов в верхнем телефонном канале обязательно ухудшаются шумовые характеристики в низкочастотных каналах. Теоретический предел улучшения общих шумов в верхнем телефонном канале составляет 10 lg 3, или 4,77 дБ. Этот предел достигается для характеристики предыскажений, имеющей наклон 6 дБ на октаву. Такая форма может быть использована только в ЧМ системах с очень малой величиной шума с равномерным спектром. Средняя величина предыскажений определяется обычно как разность в децибелах между уровнями передачи верхнего и нижнего телефонных каналов или в рассматриваемом примере как $10 \lg [1 + (f_T/f_0)]$.

ПРЕДЫСКАЖЕНИЯ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Предыскажения используются также при передаче телевидения по СВЧ системам связи с ЧМ, хотя и не для выравнивания шумовых характеристик. Формирование видеоспектра телевизионного сигнала для предыскажений заключается в обычной линейной операции, приводящей к уменьшению уровня сигнала для составляющих ниже 1 МГц.

Как было показано ранее, телевизионный сигнал менее чувствителен к высокочастотным шумам, чем к низкочастотным, так что вводить предыскажения в высокочастотной части видеодиапазона нет необходимости. Вместо этого сигнал перед оконечной передающей аппаратурой предыскажается для улучшения передачи цветовой информации. Практически любой канал должен быть рассчитан на передачу как черно-белого, так и цветного телевидения. Поэтому предыскажения используются всегда, несмотря на то, что они не оказывают существенного влияния на черно-белое телевидение.

Имеется два метода рассмотрения механизма влияния предыскажений на передачу цветного телевидения. Во-первых, квазистационарный метод, когда точные частоты, на которых поднесущая цветного телевидения 3,58 МГц и ее боковые передаются в линии связи, варьируются в соответствии с уровнем серого в изображении, который изменяется с относительно низкой скоростью. Эти изменения частот передачи приводят к изменениям амплитуды и фазы (называемым дифференциальным усилением и фазой) 3,58 МГц несущей цветового сигнала, которые влияют на оттенки и интенсивность цветов. Предыскажения, заключающиеся в уменьшении амплитуды низкочастотных составляющих телевизионного сигнала, уменьшают флуктуации несущей 3,58 МГц и соответственно уменьшают дифференциальное усиление и фазу.

В соответствии со вторым, более точным методом, искажения коэффициента передачи системы порождают продукты взаимной модуляции составляющих телевизионного сигнала. Эти продукты попадают в диапазон передачи цвета и влияют на его передачу. Уменьшая амплитуду низкочастотных составляющих, мы уменьшаем амплитуду паразитных продуктов модуляции и, таким образом, улучшаем цветовые характеристики.

17.3. ОБЛАСТЬ СБОЯ

Выполненный в § 17.1 анализ фазовой и частотной модуляции, вызванной случайным шумом, проводился при условии, что полная мощность шума много меньше мощности несущей. В этом случае отношение сигнал/шум на выходе видеосигнала изменяется линейно с изменением отношения сигнал/шум в той части системы, где передается ЧМ или ФМ сигнал. Если мощность несущей не превосходит мощность шума более чем в 10—40 раз, эта линейность не соблюдается. Отношение сигнал/шум на выходе видеосиг-

нала ухудшается быстрее, чем в той части системы, где передается ЧМ или ФМ сигнал. В этой области работы, называемой областью сбоя, система быстро становится непригодной к использованию.

Явление сбоя можно изучить, рассмотрев в первую очередь случай, когда несущая сопровождается относительно большой синусоидальной помехой. Результаты этого рассмотрения распространяются на случай, когда несущая сопровождается случайным шумом с равномерным спектром и относительно высоким уровнем.

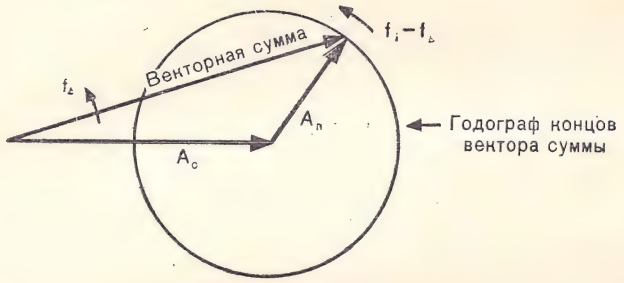


Рис. 17.6. Несущая и синусоидальная помехи

Как следует из векторной диаграммы рис. 17.6, мгновенную девиацию фазы f_Δ суммы сигнала и синусоидальной помехи можно записать следующим образом:

$$f_\Delta(t) = (f_i - f_c)\frac{A_n}{A_c}\left\{\frac{\cos 2\pi (f_i - f_c)\, t + \dfrac{A_n}{A_c}}{1 + 2\dfrac{A_n}{A_c}\left[\cos 2\pi (f_i - f_c)\, t\right] + \left(\dfrac{A_n}{A_c}\right)^2}\right\}. \qquad (17.30)$$

Для малых отношений A_n/A_c это выражение эквивалентно (17.4). Однако, если A_n приближается к амплитуде A_c, суммарный сигнал далек от синусоидального и при $A_n = A_c$ становится импульсным. Временные зависимости f_Δ для нескольких характерных значений A_n/A_c показаны на рис. 17.7.

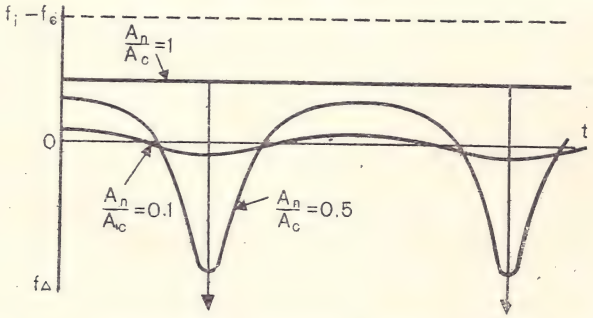


Рис. 17.7. Временная зависимость девиации частоты для двух синусоид

Из выражения (17.30) и рис. 17.8 следует, что, если несущая сопровождается равномерным случайным шумом и если выбросы шума достигнут амплитуды несущей, то на выходе ЧМ дискрими-

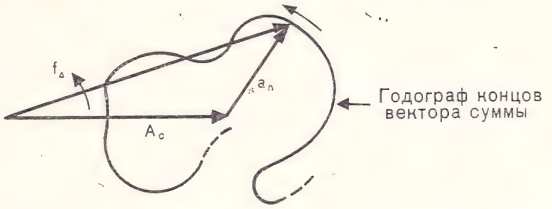


Рис. 17.8. Векторная диаграмма несущей и шума

натора будут присутствовать импульсы или всплески, спектр которых стремится к равномерному. Поскольку случайный шум может иметь очень большие выбросы, указанное выше соотношение может возникать даже при мощностях шума на 10—15 дБ ниже мощности несущей. Шумы в телефонных каналах приобретают импульсный характер и серьезно ухудшают качество передаваемой информации.

На рис. 17.9 показана спектральная плотность шума в видеодиапазоне в зависимости от величины отношения сигнал/шум на одном интервале обычной радиорелейной системы. Можно видеть,

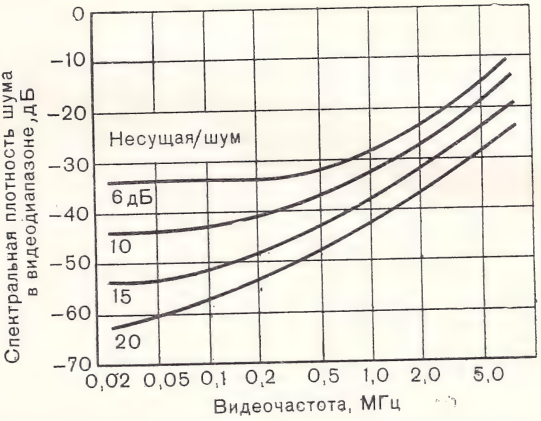


Рис. 17.9. Зависимость шума в видеодиапазоне от частоты (относительно произвольного уровня)

что шум в телефонных каналах выше 2 МГц возрастает со скоростью 1 дБ/дБ с уменьшением уровня несущей, в то время как на частотах ниже 2 МГц возрастает с бо́льшей скоростью. Представленный видеоспектр можно рассматривать как результат сложения шума с равномерной спектральной плотностью из-за сбоев и нормального трехугольного шумового ЧМ спектра.

ПРИМЕР 17.1

З а д а ч а. Определить шум в самом шумящем канале на выходе ЧМ системы, являющийся результатом сложения тепловых шумов во всех ретрансляторах. Параметры системы полагаем следующими:

1. Групповой сигнал состоит из 1000 уплотненных телефонных каналов, передаваемых одной боковой. Каждый канал обладает эффективной полосой 3 кГц. Разнос каналов 4 кГц. Ширина видеоспектра сигнала равна 4 МГц и начинается от 0.

2. Система состоит из 100 последовательно соединенных ретрансляторов. Каждый ретранслятор имеет чувствительность —30 дБм и коэффициент шума 12 дБ. Полоса ретранслятора 20 МГц.

3. Максимальная девиация частоты 4 МГц.

Решение. В первую очередь необходимо убедиться в том, что мощность шума на входе любого приемника мала по сравнению с мощностью несущей. Спектральная плотность теплового шума при 290 К составляет —174 дБм/Гц. Мощность шума в полосе 20 МГц на $10 \lg 20 \cdot 10^{-6} = 73$ дБ выше, или —101 дБм. Увеличив это значение на коэффициент шума, равный 12 дБ, получим полную мощность шума, приведенную ко входу любого приемника и равную —89 дБм. При уровне мощности немодулированной несущей —30 дБм отношение несущая/шум для любого интервала без учета замираний составит 59 дБ, что обеспечивает до сбоя запас на замирания более чем в 40 дБ.

Используя методы гл. 2, можно определить для этой системы $P_s = 25{,}4$ дБм0 (полагая $\sigma = 5$ дБ).

Из-за трехугольной формы спектра шума самым шумящим видеоканалом является верхний канал для ЧМ системы без предыскажений. Так как тепловые шумы составляют —174 дБм/Гц, а коэффициент шума 12 дБ, плотность распределения мощности шума на входе одиночного ретранслятора составит —162 дБм/Гц. Уровень несущей при этом —30 дБм.

Подставляя полученные результаты в (17.24), получаем

$$W_N = 125{,}8 + P_s + 20 \lg \frac{f_1}{\Delta F} + P_n - P_c = 125{,}8 + 25{,}4 + 20 \lg \frac{4}{4} - 162 + 30 =$$

$$= 19{,}2 \text{ [dBrnc0]}.$$

Для 100 ретрансляторов мощность шума будет на 20 дБ больше, или приблизительно 39 dBrnc0. В зависимости от величины равномерного шума, имеющегося в системе, предыскажения могут уменьшить суммарный шум на 3—4 дБ, т. е. в каждом телефонном канале превышение уровня сигнала над уровнем общего шума составит 35—36 dBrnc0.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 17

1. **Rice S. O.** «Properties of a Sine Wave Plus Random Noise», Bell System Tech. J., vol. 27 (Jan. 1948), pp. 109—157.

18. ГЛАВА

Нелинейные переходные шумы в ЧМ и ФМ системах

Существует ряд причин, вызывающих появление переходных шумов в системах с передачей ЧМ сигналов. Во всех случаях возникающие шумы являются нелинейной функцией приложенного модулирующего сигнала. Однако тип нелинейности в разных случаях различен, и параметры системы, связанные с механизмом образования шумов, также различны. Поэтому исследование переходных шумов ЧМ систем в общем виде не приводится, а анализируются отдельно основные источники этих шумов.

Два наиболее широко изученных источника переходных шумов в ЧМ системах — это небольшие флуктуации или искажения коэффициента передачи и отражения (эхо-сигналы). Исследования показывают, что эти источники вносят наибольший вклад в шумы ЧМ систем и поэтому рассматриваются в настоящей главе наиболее подробно. Кроме того, заметный вклад в общий шум вносят шумы преобразования АМ-ФМ, а также псевдо-эхо, переходной шум, которые также могут быть существенными, если не выполняются некоторые условия правильного проектирования системы.

Как было указано, искажения коэффициента передачи являются одним из главных источников переходных шумов. Под искажениями коэффициента передачи понимаются любые отклонения от идеальных характеристик тракта передачи, т. е. постоянного значения коэффициента передачи амплитуды и линейной фазовой характеристики (или постоянства группового времени запаздывания) для всех частотных составляющих ЧМ сигнала. Отклонения, рассматриваемые в настоящей главе, являются линейно независящими от времени отклонениями амплитудно- и фазо-частотных характеристик, известными заранее. В процессе передачи ЧМ сигнала по тракту с такими характеристиками новые частоты не образуются. Однако изменяются относительные амплитуды и фазы несущей и боковых составляющих спектра полезного сигнала, что проявля-

[1]) Значительный вклад в разработку методов расчета шума в каналах радиорелейных систем сделан проф. С. В. Бородичем. Предложенный им метод описан в книге: Гусятинский И. А., Рыжков Е. В., Немировский А. С. «Радиорелейные линии связи». М., «Связь», 1965. (Прим. ред.).

ется после демодулятора как дополнительная модуляция, в результате чего возникают искажения восстанавливаемого сигнала. Метод, описанный в настоящей главе, является одним из многочисленных методов анализа переходных шумов. Другие методы с различной степенью усложнений рассматриваются в других литературных источниках [1, 2]. Однако сложность рассматриваемой проблемы не позволила пока найти точного аналитического приближения.

Другим важным источником переходных шумов являются отражения. При этом механизм образования шума связан с появлением случайного ЧМ сигнала, являющегося результатом сложения отраженных сигналов, приходящих по неосновному пути сигнала. Как будет показано далее, этот механизм также вызывает искажения в восстанавливаемом модулирующем сигнале. Важными параметрами в данном случае являются не искажение коэффициента передачи, а уровни отраженных сигналов и их временная задержка.

В настоящей главе в процессе анализа будет показано, каким образом искажения коэффициента передачи системы влияют на форму частотной зависимости коэффициента передачи в видеодиапазоне, а следовательно, и на переходные шумы. Обычно коэффициент передачи в радиорелейных системах быстро уменьшается с увеличением видеочастоты. Его можно легко измерить в современной аппаратуре. Необходимость рассмотрения амплитудно-частотной характеристики связана с тем, что используемый здесь анализ неразрывно связывает ее с составляющими переходных шумов.

18.1. ПЕРЕХОДНЫЕ ШУМЫ, ВЫЗВАННЫЕ НЕБОЛЬШИМИ ИСКАЖЕНИЯМИ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛА

Далее будет показано, каким образом искажения коэффициента передачи сигнала приводят к появлению нежелательных компонент в демодулированном сигнале. Предположим, что ЧМ сигнал, содержащий несколько боковых составляющих, подан в схему, обладающую идеальными характеристиками для всего спектра входного ЧМ сигнала, кроме частот одной из боковых полос, т. е. амплитуда составляющих этой боковой полосы будет несколько изменена. Это эквивалентно добавлению в исходный ЧМ сигнал некоторого постороннего сигнала с частотами этой боковой полосы. Следовательно, входной сигнал неидеальной передающей цепи можно рассматривать как сумму полезного ЧМ сигнала и небольшого постороннего сигнала. Соответственно и демодулированный сигнал можно рассматривать как сумму двух компонент: полезного сигнала, пропорционального входному модулирующему сигналу, и постороннего, или паразитного сигнала. Несмотря на то, что причины возникновения этого постороннего сигнала и случайного шума совершенно различны, воздействие их очень похоже. Напрашивается вывод об эквивалентности амплитудной и фазовой модуляции полезного ЧМ сигнала.

Рассмотрим два случая, иллюстрирующих эти положения. В первом случае модулирующий сигнал является одиночной синусоидой. Результирующий ЧМ сигнал представляет собой несущую и ряд боковых составляющих, отстоящих от несущей на расстояниях, кратных модулирующей частоте. Изменение коэффициента передачи любой из этих частот исказит передаваемый сигнал. Например, изменение амплитуды боковой первого порядка на небольшую величину эквивалентно добавлению малого внешнего синусоидального сигнала на этой частоте, как показано на рис. 18.1*а*. Это соот-

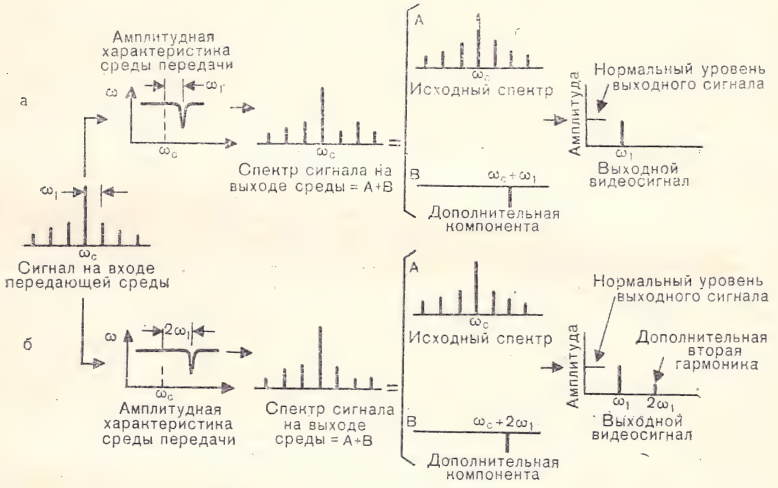


Рис. 18.1. Упрощенная иллюстрация образования искажений группового видеосигнала, возникающих из-за флуктуаций коэффициента передачи

ветствует появлению малой паразитной ФМ несущей на частоте, равной разности частот несущей и измененной боковой. В рассматриваемом случае разностная частота равна модулирующей частоте, и синусоидальный видеосигнал на выходе изменится по амплитуде и фазе. Если изменение коэффициента передачи затронет боковую составляющую второго порядка, выходной видеосигнал будет содержать паразитную вторую гармонику модулирующей частоты, как это показано на рис. 18.1*б*.

Во втором случае модулирующий сигнал состоит из двух синусоид. Если эти синусоиды имеют круговые частоты ω_1 и ω_2, возникают боковые составляющие с частотами $\omega_c+n\omega_1+m\omega_2$. Рассмотрим случай, когда $n=1$, а $m=-1$, т. е. комбинационная частота равна $\omega_c+\omega_1-\omega_2$. Если амплитуда или фаза этой составляющей ЧМ сигнала изменится в процессе передачи, то это эквивалентно появлению паразитной ФМ с частотой $\omega_1-\omega_2$. На выходе системы будут присутствовать как две основные составляющие видеосигнала, так и паразитная составляющая разностной частоты.

Эти параметры показывают, что искажения коэффициента передачи в ЧМ системах приводят к появлению на выходе в диапазо-

не видеочастот составляющих, которые отсутствовали на входе. В этом смысле искажения коэффициента передачи в ЧМ системах аналогичны амплитудной нелинейности в АМ системах. Составляющие перекрестной модуляции изменяются с изменением индекса модуляции так же, как и составляющие, вызванные перемодуляцией в АМ системах при изменении амплитуды сигнала. При заданных искажениях коэффициента передачи отношение амплитуды сигнала к амплитудам паразитных составляющих уменьшается с увеличением индекса модуляции. Введение корректоров после демодуляции не может исключить эти паразитные составляющие. Если составляющие перекрестной модуляции необходимо подавить, то коррекцию в системе следует вводить до ограничителя и демодулятора.

ВЫВОД ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ПАРАЗИТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

Как было указано, точного способа определения переходных шумов, возникающих из-за искажений коэффициента передачи, не существует. Одним из приближенных методов, который для систем с высокой степенью коррекции дает результаты, хорошо совпадающие с практическими, является представление амплитуды и фазы коэффициента передачи в виде степенных рядов с числом членов до четвертой степени. Нормированный коэффициент передачи можно представить следующим образом:

$$Y_N(\omega) = [1 + g_1(\omega - \omega_c) + g_2(\omega - \omega_c)^2 + g_3(\omega - \omega_c)^3 + g_4(\omega - \omega_c)^4] \times$$

$$\times \exp\{i\,[b_2(\omega - \omega_c)^2 + b_3(\omega - \omega_c)^3 + b_4(\omega - \omega_c)^4]\}, \qquad (18.1)$$

где ω_c — несущая частота, рад/с; g_1, g_2, g_3, g_4 — коэффициенты при членах ряда для модуля Y_N с соответствующими степенями; b_2, b_3, b_4 — коэффициенты при членах ряда соответственно во второй, третьей и четвертой степени для фазы.

Линейная фазовая характеристика не рассматривается, поскольку она соответствует появлению постоянной задержки и не вносит искажений. Коэффициент передачи нормируется относительно величины, соответствующей несущей частоте. Формы характеристик передачи для некоторых частных случаев показаны на рис. 18.2.

Входной ЧМ сигнал представим следующим образом:

$$e_1(t) = A_c \cos[\omega_c t + \varphi(t)]. \qquad (18.2)$$

Для удобства дальнейшего анализа полагаем $A_c = 1$. Выражение (18.2) можно переписать в экспоненциальной форме

$$e_1(t) = \mathrm{Re}\left\{ e^{i[\omega_c t + \varphi(t)]} \right\}. \qquad (18.3)$$

Символ Re означает, что реальный сигнал представляется только в виде действительной части выражения в фигурных скобках. Для облегчения последующих операций этот символ может быть опущен. В результате получим

$$e_1(t) = e^{i\omega_c t}\ e^{i\varphi(t)}. \qquad (18.4)$$

Входной сигнал представляется в виде временной функции, в то время как коэффициент передачи — в виде функции от частоты. Для определения влияния коэффициента передачи на входной сигнал необходимо, в первую очередь, определить спектр входного

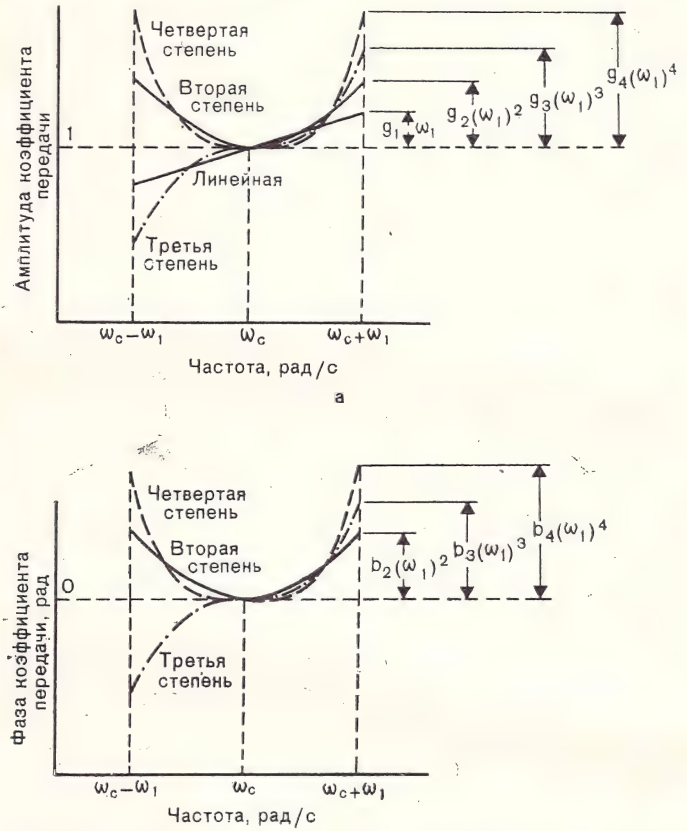


Рис. 18.2. Амплитудная *(а)* и фазовая *(б)* частотные характеристики, аппроксимируемые степенной функцией с малым показателем степени

сигнала, что может быть выполнено с помощью преобразования Фурье:

прямое преобразование

$$G(\omega) = \mathcal{F}[f(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\, e^{-i\omega t}\, dt. \tag{18.5}$$

обратное преобразование

$$f(t) = \mathcal{F}^{-1}[G(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)\, e^{i\omega t}\, d\omega. \tag{18.6}$$

Таким образом, спектр входного сигнала $G_1(\omega)$ есть результат прямого преобразования Фурье выражения $e_1(t)$, т. е.

$$G_1(\omega) = \mathcal{F}[e_1(t)] \tag{18.7}$$

или

$$G_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega_c t}\, e^{i\varphi(t)}\, e^{-i\omega t}\, dt. \tag{18.8}$$

Если коэффициент передачи тракта распространения сигнала равен $Y(\omega)$, то спектр выходного сигнала $G_2(\omega)$ выражается как

$$G_2(\omega) = Y(\omega)\, G_1(\omega). \tag{18.9}$$

Таким образом, для получения выходного спектра все частотные составляющие входного сигнала умножаются на величину коэффициента передачи на соответствующих частотах. Подставляя (18.7) в (18.9), получаем:

$$G_2(\omega) = Y(\omega)\, \mathcal{F}[e_1(t)]. \tag{18.10}$$

Выходной сигнал $e_2(t)$ можно найти в результате обратного преобразования Фурье выходного спектра $G_2(\omega)$, т. е.

$$e_2(t) = \mathcal{F}^{-1}[G_2(\omega)]. \tag{18.11}$$

Подставляя (18.9) и (18.6) в (18.11), получаем

$$e_2(t) = \mathcal{F}^{-1}[Y(\omega)\, G_1(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(\omega)\, G_1(\omega)\, e^{i\omega t}\, d\omega, \tag{18.12}$$

где ω — переменная интегрирования, стремящаяся к нулю для конечных пределов. Таким образом, существует возможность без изменения величины интеграла заменить ω на $\omega + \omega_c$. Поэтому выражение (18.12) можно переписать в виде

$$e_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(\omega + \omega_c)\, G_1(\omega + \omega_c)\, e^{i(\omega+\omega_c)t}\, d\omega = \frac{e^{i\omega_c t}}{2\pi} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} Y(\omega + \omega_c)\, G_1(\omega + \omega_c)\, e^{i\omega t}\, d\omega. \tag{18.13}$$

или в сокращенной форме

$$e_2(t) = e^{i\omega_c t}\, \mathcal{F}^{-1}[Y(\omega + \omega_c)\, G_1(\omega + \omega_c)]. \tag{18.14}$$

Выражение для $G_1(\omega + \omega_c)$ может быть получено из (18.8) заменой ω на $\omega + \omega_c$:

$$G_1(\omega + \omega_c) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega t}\, e^{i\varphi(t)}\, e^{-i(\omega+\omega_c)t}\, dt = \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\varphi(t)}\, e^{i\omega t}\, dt = \mathcal{F}[e^{i\varphi(t)}]. \tag{18.15}$$

Подставляя (18.15) в (18.14), получаем

$$e_2(t) = e^{i\omega_c t}\,\mathcal{F}^{-1}\left\{Y(\omega+\omega_c)\,\mathcal{F}\left[e^{i\varphi(t)}\right]\right\}. \qquad (18.16)$$

Это и есть искомый результат. Отсюда видно, что влияние коэффициента передачи $Y(\omega)$ на ЧМ сигнал можно представить в виде взаимодействия некоторого коэффициента передачи $Y(\omega+\omega_c)$ и модуляционного члена $e^{i\varphi(t)}$ в выражении для ЧМ сигнала. Этот член в точности соответствует реальному ЧМ сигналу, однако несущая теперь сдвинута с ω_c на нулевую частоту. Характеристика передачи $Y(\omega+\omega_c)$ соответствует исходной $Y(\omega)$, однако частота также сдвинута вниз на величину ω_c. Следовательно, огибающая характеристики передачи с максимумом в точке ω_c для $Y(\omega)$ сдвигается вниз по частоте и достигает максимума на нулевой частоте для $Y(\omega+\omega_c)$. Далее, поскольку $Y(\omega)$ имеет зеркальное изображение относительно точки $-\omega_c$ по определению преобразования Фурье, то это изображение для $Y(\omega+\omega_c)$ сдвигается на $-2\omega_c$.

Для использования основного выражения (18.16) в общем виде необходимо учитывать в $Y(\omega+\omega_c)$ частотные характеристики как в положительной, так и отрицательной частотных областях. Однако, если предположить, что ЧМ сигнал имеет очень малый индекс модуляции и что тракт передачи пропускает только частоты вблизи несущей, т. е. $\pm f_c \pm b$, где $b/f_c \ll 1$, то произведение $Y(\omega+\omega_c)\,\mathcal{F}\left[e^{i\varphi(t)}\right]$ в выражении (18.16) с высокой степенью точности определяется только коэффициентом передачи вблизи нулевой частоты. Как уже отмечалось, одним из подобных представлений коэффициента передачи, довольно точным является нормированная характеристика (18.1), которую можно представить в более удобной форме:

$$Y_N(\omega+\omega_c) = (1 + g_1\omega + g_2\omega^2 + g_3\omega^3 + g_4\omega^4)\exp i\,(b_2\omega^2 + b_3\omega^3 + b_4\omega^4). \qquad (18.17)$$

Используя разложение экспоненты в ряд

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \cdots$$

и ограничившись членами ряда со степенями ω до четвертой, получаем

$$Y_N(\omega+\omega_c) = [1 + g_1\omega + g_2\omega^2 + g_3\omega^3 + g_4\omega^4]\,[(1 - b_2^2\omega^4/2) + i\,(b_2\omega^2 + b_3\omega^3 + b_4\omega^4)]. \qquad (18.18)$$

Умножив и сгруппировав члены, имеем

$$Y_N(\omega+\omega_c) = 1 + g_1\omega + (g_2 + i\,b_2)\omega^2 + [g_3 + i\,(b_3 + g_1 b_2)]\,\omega^3 + [g_4 - b_2^2/2 + i\,(b_4 + b_3 g_1 + b_2 g_2)]\,\omega^4. \qquad (18.19)$$

Подставив (18.19) в (18.16), после некоторых преобразований получим

$$e_2(t) = \sqrt{[1+P(t)]^2 + [Q(t)]^2}\cos[\omega_c t + \varphi(t) + \theta_i(t)], \qquad (18.20)$$

где

$$\theta_i(t) = \operatorname{arctg} \frac{Q(t)}{1+P(t)}; \tag{18.21}$$

$$P(t) = g_1\varphi'(t) + g_2\varphi'^2(t) + b_2\varphi''(t) + 3(b_3 + g_1b_2)\varphi''(t)\varphi'(t) +$$
$$+ g_3[\varphi'^3(t) - \varphi'''(t)] + (g_4 - b_2^2/2)(-4\varphi'''\varphi' - 3\varphi''^2) + (b^4 + b_3g_1 +$$
$$+ b_2g_2)(6\varphi''\varphi'^2 - \varphi''''); \tag{18.22}$$

$$Q(t) = -g_2\varphi''(t) + b_2\varphi'^2(t) + (b_3 + g_1b_2)[\varphi'^3(t) - \varphi'''(t)] -$$
$$- 3g_3\varphi'(t)\varphi''(t) + (b_4 + b_3g_1 + b_2g_2)(-4\varphi'''\varphi' - 3\varphi''^2) +$$
$$+ (g_4 - b_2^2/2)(\varphi'''' - 6\varphi''\varphi'^2), \tag{18.23}$$

где $\varphi'(t) = d\varphi(t)/dt$ и т. д.

Если $P(t) \ll 1$ и $Q(t) \ll 1$, как это обычно бывает, выражение (18.20) можно упростить:

$$e_2(t) = [1 + P(t)]\cos[\omega_c t + \varphi(t) + Q(t)]. \tag{18.24}$$

Таким образом, если искажения коэффициента передачи малы, амплитудная модуляция определяется приблизительно как $P(t)$, а паразитная фазовая как $Q(t)$. В табл. 18.1 сведены фазы и амплитуды слагаемых, полученных при подстановке (18.22) и (18.23) в (18.24).

Из (18.21) следует, что очень близким приближением для модуляции фазы $\theta_i(t)$ является $Q(t)[1-P(t)]$. Оно улучшает приближение третьего порядка, поскольку произведение $-P(t)Q(t)$ дает члены третьего порядка взаимодействия. Эти дополнительные члены были получены при выводе выражений в табл. 18.1.

Искажения демодулированного видеосигнала. Если на входе устройства, способного преобразовать амплитудную модуляцию в фазовую, стоит ограничитель, который чисто срезает все амплитудные изменения, амплитудной модуляцией можно пренебречь. Если же амплитудные флуктуации все-таки доходят до преобразователя АМ-ФМ, то они создают искажения второго порядка. Паразитные фазовые компоненты сигнала, появившиеся как из-за непосредственных искажений частотной зависимости коэффициента передачи тракта, так и из-за изменения коэффициента передачи при АМ-ФМ преобразовании, будут в конце концов демодулированы вместе с полезным сигналом.

Некоторые мешающие видеочастотные компоненты попадают в модулирующий сигнал непосредственно без преобразования частоты. Эти компоненты можно скорректировать в диапазоне видеочастот, поскольку их влияние ограничивается изменением коэффициента передачи в видеодиапазоне и не вызывает появления новых частот. Составляющие, претерпевающие преобразование частот, нельзя скорректировать в видеодиапазоне. Корректируемые и некорректируемые компоненты показаны в табл. 18.1 как для непосредственной ФМ, так и для производной ФМ из-за преобразования АМ-ФМ.

ТАБЛИЦА 18.1

Фазовая модуляция, вызываемая флуктуациями коэффициента передачи и преобразованием АМ-ФМ

Характер искажений коэффициента передачи	ФМ		АМ плюс преобразование АМ-ФМ*)	
	корректируются после детектора	не корректируются после детектора	корректируются после детектора	не корректируются после детектора
Линейный закон изменения амплитуды			$g_1\varphi'$	$-\frac{1}{2}g_1^2\varphi'^2+\frac{1}{3}g_1^3\varphi'^3$
Квадратичный закон изменения амплитуды	$-g_2\varphi''$	$g_2^2\varphi'^2\varphi''$		$g_2\varphi'^2+\frac{1}{2}g_2^2\varphi''^2$
Кубичный закон изменения амплитуды		$-3g_3\varphi'\varphi''$	$-g_3\varphi'''$	$g_3\varphi'^3$
Изменение амплитуды по закону четвертой степени	$g_4\varphi''''$	$-6g_4\varphi'^2\varphi''$		$-4g_4\varphi'\varphi'''-3g_4\varphi''^2$
Изменение фазы по квадратичному закону	$-\frac{1}{2}b_2^2\varphi''''$	$b_2\varphi'^2$	$b_2\varphi''$	$2b_2^2\varphi'\varphi'''+b_2^2\varphi''^2$
Изменение фазы по кубичному закону (квадратичное изменение задержки)	$-b_3\varphi'''$	$b_3\varphi'^3$		$3b_3\varphi'\varphi''$
Изменение фазы по закону четвертой степени (кубичное изменение задержки)		$-4b_4\varphi'\varphi'''-3b_4\varphi''^2$	$-b_4\varphi''''$	$6b_4\varphi'^2\varphi''$
Взаимодействие:				
g_1g_2		$g_1g_2\varphi'\varphi''-g_1^2g_2\varphi'^2\varphi''$		$-g_1g_2\varphi'^3$
g_1g_3		$3g_1g_3\varphi'^2\varphi''$		$g_1g_3\varphi'\varphi'''$
g_1b_2	$-g_1b_2\varphi''$			$2g_1b_2\varphi'\varphi''-2g_1^2b_2\varphi'^2\varphi''$
g_1b_3		$-4g_1b_3\varphi'\varphi'''-3g_1b_3\varphi''^2$	$-g_1b_3\varphi''''$	$3g_1b_1\varphi'^2\varphi''$
g_2b_2		$-4g_2b_2\varphi'\varphi'''-3g_2b_2\varphi''^2$	$-g_2b_2\varphi''''$	$4g_2b_2\varphi'^2\varphi''$

*) Примечание. Все члены умножены на коэффициент преобразования АМ-ФМ в радианах.

Порядок различных составляющих в таблице можно продемонстрировать в предположении, что входной модулирующий сигнал имеет вид $\varphi(t)=kV(t)$. ФМ составляющие, обусловленные квадратичным членом коэффициента передачи, в предположении отсутствия преобразования АМ-ФМ имеют вид

$$\text{помеха на выходе} = \varphi_D(t) = -kg_2V''(t) + k^3g_2^2V'^2(t)V''(t) = -$$

$$-kg_2V''(t) + \frac{k^3g_2^2}{3}\frac{dV'^3(t)}{dt}. \qquad (18.25)$$

Поскольку полезная модуляция $\varphi(t)=kV(t)$, отношение помехи к полезному сигналу составит

$$\frac{\varphi_D(t)}{\varphi(t)} = -g_2\frac{V''(t)}{V(t)} + \frac{k^2g_2^2}{3}\frac{1}{V(t)}\frac{d}{dt}V'^3(t). \qquad (18.26)$$

Первое слагаемое не зависит от коэффициента k и, как указывалось, может быть скорректировано, поскольку его спектр по своим составляющим не отличается от спектра $V(t)$. Второе слагаемое изменяется по амплитуде пропорционально k^2. Этому изменению соответствует переходный шум третьего порядка, когда изменение коэффициента передачи системы на 1 дБ вызывает увеличение отношения помеха/входной сигнал на 2 дБ. Порядок некорректируемых членов из табл. 18.1, за исключением комбинационных составляющих, указан в табл. 18.2.

ТАБЛИЦА 18.2

Порядок некорректируемых модуляционных продуктов

Форма частотной зависимости коэффициента передачи	ФМ	АМ плюс АМ-ФМ
Линейное изменение амплитуды		Второй и первый
Квадратичное изменение амплитуды	Третий	Второй
Кубичное изменение амплитуды	Второй	Третий
Изменение амплитуды по закону четвертой степени	Третий	Второй
Квадратичное изменение фазы (линейная задержка)	Второй	Второй
Кубическое изменение фазы (квадратичная задержка)	Третий	Второй
Изменение фазы по закону четвертой степени (кубичная задержка)	Второй	Третий

Используя эту таблицу, можно сформулировать два основных правила [3]. Для переходного шума, вызванного флуктуациями коэффициента передачи, правило гласит.

Изменения четного порядка модуля коэффициента передачи и задержки обусловливают появление составляющих шума нечетного порядка, и, соответственно, изменения нечетного порядка модуля коэффициента передачи и задержки обусловливают появление составляющих шума четного порядка.

Для переходного шума, обусловленного преобразованием АМ-ФМ (для изменений коэффициента передачи, вызывающих значительные относительные шумы), это правило формируется следующим образом.

Изменения четного порядка модуля коэффициента передачи и задержки вызывают составляющие шума четного порядка, и, наоборот, изменения нечетного порядка модуля коэффициента передачи и задержки вызывают составляющие шума нечетного порядка.

Имеется ряд других свойств переходных шумов [3], знание которых позволяет более эффективно оценивать свойства системы. Например, увеличение в два раза изменения коэффициента передачи увеличит на 6 дБ переходный шум для большинства типов изменений. Кроме того, имеются некоторые типы изменений, которые вызывают переходные шумы, возрастающие в обычных системах более чем на 10 дБ при увеличении числа уплотняемых телефонных каналов в 1,5 раза.

ФМ ПОМЕХИ ПРИ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ВИДЕОСИГНАЛАХ

Результаты, сведенные в табл. 18.1, широко используются на практике. Для демонстрации их использования рассмотрим относительно простой случай, когда видеосигнал, состоящий из двух синусоид, подается на ЧМ систему, обладающую только искажением фазы коэффициента передачи второй степени (парабола). Далее в данной главе рассмотрим и более сложный случай: уплотнение телефонных каналов.

Если видеосигнал, имеющий вид $V(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$, подан на фазовый модулятор, то на выходе последнего получим ФМ сигнал вида

$$e_1(t) = A_c \cos(\omega_c t + kA_1 \cos \omega_1 t + kA_2 \cos \omega_2 t).$$

Этот сигнал затем подается на систему, обладающую искажением второй степени фазы коэффициента передачи. На выходе системы ФМ сигнал будет состоять из двух составляющих, полезной $\varphi(t)$ и помехи $\varphi_D(t)$. Выражение для этой помехи можно получить непосредственно из табл. 18.1. Предполагая, что преобразование АМ-ФМ отсутствует, имеем $\varphi_D(t) = -\frac{1}{2} b^2_2 \varphi''''(t) + b_2 \varphi'^2(t)$.

Полный сигнал на выходе демодулятора при $\varphi(t) = kV(t)$ и делении суммы $[\varphi(t) + \varphi_D(t)]$ на k имеет вид:

$$\text{выходной видеосигнал} = V(t) - \frac{1}{2} b_2^2 V''''(t) + b_2 k V'^2(t).$$

Взяв соответствующие производные входного сигнала, получим

$$V'(t) = -A_1 \omega_1 \sin \omega_1 t - A_2 \omega_2 \sin \omega_2 t; \quad V''''(t) = A_1 \omega_1^4 \cos \omega_1 t + A_2 \omega_2^4 \cos \omega_2 t$$

и после подставления их имеем:

$$\text{выходной видеосигнал} = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t - \frac{1}{2} b_2^2 A_1 \omega_1^4 \cos \omega_1 t - \frac{1}{2} b_2^2 A_1 \omega_2^4 \cos_2 t + b_2 k A_1^2 \omega_1^2 \sin^2 \omega_1 t + 2 b_2 k A_1 A_2 \omega_1 \omega_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t + b_2 k A_2^2 \omega_2^2 \sin^2 \omega_2 t.$$

Используя известные тригонометрические формулы и исключая составляющие постоянного тока, получаем искомый результат:

$$\text{выходной видеосигнал} = A_1\left(1 - \frac{b_2^2\omega_1^2}{2}\right)\cos\omega_1 t + A_2\left(1 - \frac{b_2^2\omega_2^2}{2}\right) \times$$

$$\times \cos\omega_3 t - \frac{A_1^2 b_2 k\,\omega_1^2}{2}\cos 2\omega_1 t - \frac{A_2^2 b_2 k\,\omega_2^2}{2}\cos 2\omega_2 t + A_1 A_2 b_2\,\omega_1\omega_2 \times$$

$$\times \cos(\omega_2 - \omega_1)t - A_1 A_2 b_2\,\omega_1\omega_2\cos(\omega_2 + \omega_1)t. \qquad (18.27)$$

Для демонстрации влияния преобразования АМ-ФМ предположим, что ФМ сигнал проходит через тракт с искажениями модуля коэффициента передачи, вместо искажений фазы второй степени, вызванными устройством, в котором наблюдается преобразование АМ-ФМ. Можно видеть, что возникающие при этом паразитные составляющие соответствуют двум случаям. Сначала получим выражение для амплитудной модуляции сигнала из (18.24):

$$\text{амплитуда} = 1 + P(t)\,[\text{В}] = 20\lg[1 + P(t)]\,[\text{дБ}].$$

Для очень малых изменений амплитуды, как это имеет место в ряде случаев, справедливо следующее приближение:

$$20\lg[1 + P(t)] \approx 8{,}686\,P(t).$$

Для получения дополнительной фазовой модуляции, вызванной преобразованием АМ-ФМ, умножим $P(t)$ на постоянную φ[град/дБ] и получим

$$\varphi_D(t)_{\text{АМ-ФМ}} = \Phi\frac{\pi}{180^\circ}\cdot 8{,}686\,P(t) = 0{,}1516\,\Phi\,P(t)\ \text{[рад]}.$$

Полагая в табл. 18.1 $\varphi(t) = kV(t)$ и учитывая только искажения второй степени модуля коэффициента передачи, имеем

$$P(t) = g^2k^2V'^2(t) + \frac{g_2^2k^2}{2}V''^2(t).$$

Таким образом

$$\varphi_D(t)_{\text{АМ-ФМ}} = 0{,}1516\,\Phi\left[g_2k^2V'^2(t) + \frac{g_2^2k^2}{2}V''^2(t)\right]$$

или

$$V_D(t)_{\text{АМ-ФМ}} = 0{,}1516\,\Phi\left[g_2kV'^2(t) + \frac{g_2^2k}{2}V''^2(t)\right].$$

Константа 0,1516, которая появилась в последнем выражении, имеет широкое применение при решении проблем подобного типа. Она позволяет осуществлять быстрый переход от постоянной преобразования АМ-ФМ, выраженной в градусах на децибел, к коэффициенту, связывающему малый коэффициент амплитудной модуляции m с малым индексом фазовой модуляции X:

индекс ФМ : X[рад] = 0,1516 (Ф[град/дБ] (индекс АМ : m)).

Продолжая анализ модуляции двумя синусоидальными сигналами, получаем составляющие сигнала помехи (исключая постоянную составляющую) в виде

$$V_D(t)_{\text{АМ-ФМ}} = 0{,}1516\,\Phi\left\{\frac{A_1^2 k}{2}\left[g_2\omega_1^2 - \frac{(g_2\omega_1^2)^2}{2}\right]\cos 2\omega_1 t - \right.$$

$$- \frac{A_2^2 k}{2}\left[g_2\omega_2^2 - \frac{(g_2\omega_2^2)^2}{2}\right]\cos 2\omega_2 t + A_1A_2k\left[g_2\omega_1\omega_2 + \frac{(g_2\omega_1\omega_2)^2}{2}\right]\times$$

$$\left.\times\cos(\omega_2 - \omega_1)t - A_1A_2\left[g_2\omega_1\omega_2 - \frac{(g_2\omega_1\omega_2)^2}{2}\right]\cos(\omega_2 + \omega_1)t.\right. \qquad (18.28)$$

ПРИМЕР 18.1

Задача. Определить искажения видеосигнала, используя (18.27) и (18.28) для ФМ системы, обладающей следующими параметрами:
$k = 1/2$ рад/В; $A_1 = A_2 = 1$ В; $\omega_1 = 2\pi\cdot 10^6$ рад/с; $\omega_2 = 8\pi\cdot 10^6$ рад/с.

Предполагается также, что фаза на расстоянии 10 МГц от несущей равна 0,1 рад при параболической фазовой характеристике.

Решение. Найдем b_2 из условия $b_2\ (2\pi\cdot 10^7)^2 = 0{,}1$ рад, т. е. $b_2 = \dfrac{0{,}1}{(2\pi\times 10^7)}$ [с^2/рад].

Подставляя b_2 в (18.27), получаем

$$\text{выходной видеосигнал} = 1 - \cos\omega_1 t + 0{,}999\cos\omega_2 t - 0{,}00025\cos 2\omega_1 t -$$

$$- 0{,}004\cos 2\omega_2 t + 0{,}002\cos(\omega_2 - \omega_1)t - 0{,}002\cos(\omega_2 + \omega_1)t.$$

Отсюда видно, что изменение коэффициента передачи вызывает изменение амплитуды исходных синусоидальных сигналов и добавляет составляющие второго порядка. Можно видеть также, что эти изменения амплитуды исходных синусоидальных сигналов быстро возрастают при увеличении видеочастоты. Несмотря на то, что для выравнивания этих амплитуд можно ставить корректор в видеотракте, переходный шум тем не менее останется.

Для нахождения паразитных составляющих из-за АМ-ФМ преобразования предположим, что постоянная преобразования равна 6 град/дБ и что коэффициент передачи на расстоянии 10 МГц от несущей равен 1 дБ при искажении амплитудной характеристики второй степени:

$$g_2(2\pi\cdot 10^7)^2 = 0{,}122,$$

$$g_2 = \frac{0{,}122}{(2\pi\cdot 10^7)^2}\ [\text{с}^2/\text{рад}^2].$$

Подставляя g в (18.28), получаем

$$V_D(t)_{\text{АМ-ФМ}} = 0{,}00056\cos 2\omega_1 t - 0{,}0089\cos 2\omega_2 t + 0{,}0022\cos(\omega_2 - \omega_1)t -$$

$$- 0{,}0022\cos(\omega_2 + \omega_1)t.$$

Здесь также можно видеть, что в соответствии с табл. 18.2 паразитные составляющие являются слагаемыми второго порядка. Отметим, что знак этих составляющих зависит от полярности коэффициента преобразования АМ-ФМ.

ШУМ ЧМ СИСТЕМЫ, ПЕРЕДАЮЩЕЙ СИГНАЛЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ТЕЛЕФОНИИ

Сложность определения помех, вызванных искажениями коэффициента передачи, возрастает с возрастанием сложности модулирующего сигнала. Однако в таких случаях можно использовать иные методы. Далее будут приведены два способа определения суммарного переходного шума, используемые на практике.

Метод расчета продуктов (Product Count Method). Для сравнения с предыдущими результатами предположим, что ЧМ система обладает искажением фазы коэффициента передачи второй степени, а загрузкой ее является сигнал многоканальной телефонии. Для ЧМ системы $\varphi(t)=k_1V(t)$. В табл. 18.1 показано, что некорректируемые ФМ искажения равны $b_2\varphi'^2(t)$. Соответствующие ЧМ искажения равны $b_2\frac{d\varphi'^2(t)}{dt}$. Следовательно, предполагая отсутствие преобразования АМ-ФМ и пренебрегая корректируемыми искажениями, полный выходной сигнал можно записать следующим образом:

$$V_{\text{вых}}(t) = V_{\text{вх}}(t) + b_2k_1\frac{d}{dt}[V_{\text{вх}}(t)]^2. \qquad (18.29)$$

Выражение в такой форме очень похоже на выражение для перекрестной модуляции второго порядка для АМ систем. Различие между этим выражением и степенным рядом, используемым для АМ систем, состоит в наличии операции взятия производной, что эквивалентно умножению спектральных составляющих напряжения на $i\omega$. Таким образом, амплитуду напряжения шума в одном телефонном канале, обусловленную членом $b_2k_1V^2_{\text{вх}}(t)$, следует умножить на центральную частоту (в видеодиапазоне) телефонного канала ω_1 [рад/с]. Этот множитель обусловливает тот факт, что переходный шум в верхнем телефонном канале, где преобладают компоненты типа $\alpha+\beta$, оказывается наибольшим. Поэтому расчет будет произведен именно для этого канала и компонент этого типа.

Предположим сначала, что $V_{\text{вх}}(t)$ представляется двумя синусоидами, т. е.

$$V_{\text{вх}}(t) = V_\alpha\cos\omega_1t + V_\beta\cos\omega_2t.$$

Если это выражение подставить в (18.29) и выделить члены, содержащие $\omega_1+\omega_2$, которые и определяют компоненты типа $\alpha+\beta$, то $V_{\alpha+\beta}(t)$ будет иметь вид

$$V_{\alpha+\beta}(t) = -b_2k_1V_\alpha V_\beta(\omega_1+\omega_2)\sin(\omega_1+\omega_2)t.$$

Для оценки помехи в любом телефонном канале удобно обозначить $\omega_{\alpha+\beta}=\omega_1+\omega_2$. С учетом этого

$$V_{\alpha+\beta}(t) = -b_2k_1V_\alpha V_\beta\omega_{\alpha+\beta}\sin\omega_{\alpha+\beta}t.$$

Выражение в такой форме позволяет сделать вывод, что амплитуда помехи не зависит от исходных частот. В данном случае возникают не все виды переходных шумов. Если правую и левую части этого равенства возвести в квадрат и разделить пополам, получим выражение, которое можно использовать для оценки относительного уровня помех при нулевом уровне передачи:

$$\frac{V^2_{\alpha+\beta}}{2} = 2b_2^2k_1^2\frac{V_\alpha^2}{2}\frac{V_\beta^2}{2}\omega^2_{\alpha+\beta},$$

или в зависимости от средних мощностей

$$p_{\alpha+\beta} = 2b_2^2 k_1^2 p_\alpha p_\beta \omega_{\alpha+\beta}^2.$$

Постоянная $H_{\alpha+\beta}$ была определена в гл. 7 как мощность, выраженная в дБм0, продуктов преобразования типа $\alpha+\beta$, для двух синусоидальных сигналов мощностью 0 дБм0 (0,001 Вт каждый при нулевом уровне передачи):

$$H_{\alpha+\beta} = 10 \lg \left[\frac{2b_2^2 k_1^2 \omega_{\alpha+\beta}^2 (0{,}001)^2}{0{,}001} \right] [\text{дБм0}]. \qquad (18.30)$$

Граница неприятного слухового ощущения, вызванного продуктами преобразования типа $\alpha+\beta$, была определена в гл. 7 в виде

$$W_{\alpha+\beta} = H_{\alpha+\beta} + K_{\alpha+\beta} [d\text{Brnc0}]. \qquad (18.31)$$

Постоянная $K_{\alpha+\beta}$ зависит от статистики разговоров и от числа передаваемых каналов и может быть определена из соответствующих соотношений гл. 7.

ПРИМЕР 18.2

З а д а ч а. Используя метод расчета продуктов преобразования, найти шум в верхнем телефонном канале системы, имеющей следующие параметры:

1. Групповой видеосигнал эквивалентен 1000 уплотненных по частоте телефонных каналов в общей полосе частот от 0 до 4 МГц.
2. Сигнал передается по ЧМ системе без предыскажений.
3. Пиковая девиация частоты равна 4 МГц.
4. В ЧМ тракте имеются искажения коэффициента передачи в виде изменения задержки по линейному закону (фазы по квадратичному) со скоростью 1 нс/МГц без коррекции.

Решение. Как было получено ранее, изменение времени задержки со скоростью 1 нс/МГц соответствует $b_2 = 10^{15}/4\pi$ с^2/рад. В данном случае $\omega_{\alpha+\beta} = \omega_T = 8\pi \cdot 10^6$ рад/с, а для 1000 абонентов $P_s = 25{,}4$ дБм0, так что синусоидальный сигнал с мощностью 25,4 дБм или 0,346 Вт при нулевом уровне передачи вызывает эффективную девиацию $2\sqrt{2}$ МГц.

Таким образом,

$$k_1^2 = \frac{(2\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 10^6)^2}{0{,}346} = 92\pi^2 \cdot 10^{12} \text{ рад}^2/\text{Вт} \cdot \text{с}^2.$$

Подставляя этот параметр (в 18.30), получим $H_{\alpha+\beta} = 51{,}4$ дБм0. Используя соотношения гл. 7, найдем для данной системы $K_{\alpha+\beta} = 79{,}6$ дБ. Следовательно, шум в верхнем телефонном канале, оцененный подобным методом, равен $-51{,}4 + 79{,}6 = 28{,}2$ [dBrnc0].

М е т о д з а г р у з к и ш у м о м. При лабораторных или полевых испытаниях телефонных систем для оценки реальных характеристик часто используется загрузка шумом, имитирующая реальную нагрузку с помощью гауссового шума в ограниченной полосе частот. Средняя спектральная плотность, используемая в настоящее время фирмой Белл для имитации «пиковой» нагрузки радиорелейных систем от 600 телефонных каналов и более, составляет —16 дБм0 на 4 кГц (см. гл. 6).

Подобный шумовой сигнал, в котором вырезается узкая полоса частот, подается на испытуемую систему, на выходе которой

имеется частотно-селективный детектор, измеряющий уровень шума, появившийся в этой узкой полосе. Структурная схема измерений методом загрузки шумом показана на рис. 18.3.

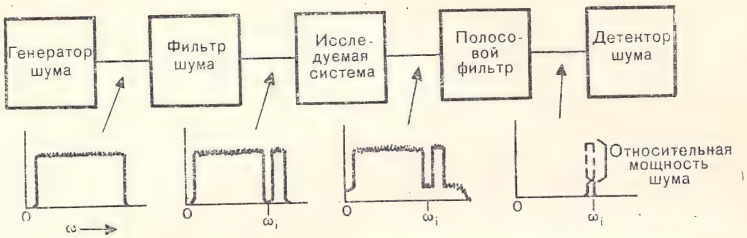


Рис. 18.3. Структурная схема испытаний с помощью загрузки шумом

Далее будет показано, что испытание данным методом можно моделировать аналитически. Этот метод анализа сводит процесс расчета продуктов к операции свертки и, кроме того, позволяет определить выигрыш от соответствующего предыскажения сигнала, что требовало громоздких вычислений при методе расчета продуктов. Изменение группового времени запаздывания опять предполагается линейным, и анализ начинается с (18.29):

$$V_{\text{вых}}(t) = V_{\text{вх}}(t) + b_2 k_1 \frac{d}{dt}[V_{\text{вх}}(t)]^2.$$

При этом для оценки искажений шумового спектра можно использовать методику гл. 7. Далее будут приведены не строгие доказательства метода, а скорее его иллюстрация.

Решение выражения (18.29) аналогично решению системы, показанной на рис. 18.4. Предполагается, что в этой системе $x(t)$,

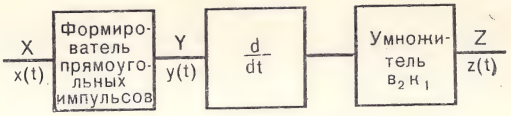


Рис. 18.4. Эквивалент системы с модуляцией второго порядка

эквивалентный $V_{\text{вх}}(t)$, является гауссовым процессом с нулевым средним значением. Автокорреляционная функция $R_x(\tau)$ для $x(t)$ определяется следующим образом:

$$\mathcal{R}_x(\tau) \equiv \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, x(t+\tau)\, dt = E[x(t)\, x(t+\tau)], \qquad (18.32)$$

где $E[...]$ означает математическое ожидание или среднее значение выражения в скобках. Автокорреляционная функция на входе и

входная спектральная плотность мощности связаны между собой преобразованиями Фурье:

$$S_x(\omega) = \mathcal{F}[\mathcal{R}_x(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{R}_x(\tau)\, e^{-i\omega\tau}\, d\tau, \tag{18.33}$$

$$\mathcal{R}_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega)\, e^{i\tau\omega}\, d\omega. \tag{18.34}$$

Наконец, средний квадрат величины входного сигнала равен

$$E[x^2(t)] = \mathcal{R}_x(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega)\, d\omega. \tag{18.35}$$

Это соотношение утверждает, что $R_x(0)$ равно средней мощности входного сигнала $x(t)$, поскольку $S_x(\omega)$ есть спектральная плотность мощности на входе в Вт/Гц на нагрузке 1 Ом, выбранной для удобства. В соответствии с рис. 18.4 $R_y(\tau)$, автокорреляционная функция квадрата $x(t)$ может быть записана [4] следующим образом:

$$\mathcal{R}_y(\tau) = E[x^2(t)\, x^2(t+\tau)] = \mathcal{R}_x^2(0) + 2\mathcal{R}_x^2(\tau). \tag{18.36}$$

Слагаемое $R^2_x(0)$ представляет собой квадрат средней мощности сигнала и как постоянная величина не вызывает искажений спектра. Искаженный спектр в точке Y можно определить при помощи преобразования Фурье:

$$S_y(\omega) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{R}_x^2(\tau) e^{-i\omega\tau}\, d\tau = \frac{2}{2\pi} [S_x(\omega) * S_x(\omega)], \tag{18.37}$$

где знак $*$ означает операцию свертки. Наконец, поскольку взятие производной от $V(t)$ эквивалентно умножению $S(\omega)$ на ω^2, спектральная плотность мощности в точке Z определяется как

$$S_z(\omega) = \frac{k_1^2 b_2^2 \omega^2}{\pi} [S_x(\omega) * S_x(\omega)]. \tag{18.38}$$

Отсюда следует, что отношение сигнал/шум или относительная мощность шума на любой видеочастоте ФМ системы с параболическим изменением фазы или линейным изменением группового времени запаздывания будет определяться следующим образом:

$$\frac{с}{ш}(\omega) = 10 \lg \left\{ \frac{\pi S_{V_{вх}}(\omega)}{b_2^2 k_1^2 \omega^2 [S_{V_{вх}}(\omega) * S_{V_{вх}}(\omega)]} \right\}. \tag{18.39}$$

Отношения сигнал/шум для некоторых видов искажений коэффициента передачи имеют следующие выражения:

при флуктуирующих по частоте амплитуде и фазе коэффициента передачи

$$\frac{\text{с}}{\text{ш}} = 10 \lg \left[\frac{S(\omega)}{\frac{k_1^2}{\pi}\left\{ b_2^2 \omega^2 + \left(\frac{3g_3}{2}\right)^2 \omega^4 + 4b_4^2 \omega^6 \right\} [S(\omega) * S(\omega)] + \rightarrow} \right.$$

$$\left. \rightarrow + \frac{3k_1^4}{2\pi^2} \left\{ b_3^2 \omega^2 + 4g_4^2 \omega^4 \right\} [S(\omega) * S(\omega) * S(\omega)] \right] \text{[дБ]};$$

при добавлении к предыдущим искажениям преобразования АМ-ФМ

$$\text{АМ-ФМ} \frac{\text{с}}{\text{ш}} = 10 \lg \frac{1}{(0{,}1516\,\Phi)^2} \left[\frac{S(\omega)}{\frac{k_1^2}{\pi}\left\{ g_2^2 \omega^2 + \left(\frac{3b_3}{2}\right)^2 \omega^4 + 4g_4^2 \omega^6 \right\} \times \rightarrow} \right.$$

$$\left. \rightarrow \times [S(\omega) * S(\omega)] + \frac{3k_1^4}{2\pi^2} \left\{ g_3^2 \omega^2 + 4b_4^2 \omega^4 \right\} [S(\omega) * S(\omega) * S(\omega)] \right] \text{[дБ]}.$$

Здесь обозначено: $S(\omega) = \frac{\pi p_0}{\omega_T}$ при $-\omega_T < \omega < \omega_T$ для ЧМ без предыскажений, p_0 — полная мощность загрузки в Вт по отношению к нулевому уровню передачи, Ф — постоянная преобразования АМ-ФМ в градусах на децибел $k_1 = \sqrt{2000\pi x}$ [пиковая девиация в герцах, вызываемая синусоидальным сигналом с величиной 0 дБм0].

Одно из выражений может быть использовано для оценки непосредственных ФМ искажений, а другое для амплитудных искажений, вызывающих последующее преобразование АМ-ФМ. В эти выражения включены только основные составляющие для реальных систем и не включены составляющие перекрестного взаимодействия (типа $g_1 b_2$), которые могли бы быть заметными в некоторых системах [3].

ПРИМЕР 18.3

З а д а ч а. Используя метод загрузки шумом, найти шум в верхнем телефонном канале системы, обладающей следующими параметрами:

1. Видеосигнал эквивалентен 1000 уплотненных телефонных каналов с общей полосой частот от 0 до 4 МГц.
2. Сигнал передается в ЧМ системе без предыскажений.
3. Пиковая девиация частоты равна 4 МГц.
4. Среда, передающая ЧМ сигнал, обладает линейным изменением групповой задержки со скоростью 1 нс/МГц.

Предположим далее, что для имитации телефонной нагрузки используется шум с плоским спектром порядка —16 дБм0 на 4 кГц. Это эквивалентно мощности +14 дБм0 или 0,025 Вт, распределенной в полосе 0—4 МГц для 1000 каналов.

Решение. Величины, входящие в выражение (18.39), вычисляются следующим образом:

$$1)\ 0{,}025 \text{ Вт} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_T}^{\omega_T} S_{V_{\text{вх}}}(\omega)\, d\omega = \frac{\omega_T}{\pi} S_{V_{\text{вх}}} \text{при} -\omega_T < \omega < \omega_T,$$

т. е. $S_{V_{вх}} = \frac{0{,}025}{\omega_T}\,\pi$ [Вт/Гц] при $-\omega_T < \omega < \omega_T$;

2) $S_{V_{вх}}(\omega) * S_{V_{вх}}(\omega) = \left(\frac{0{,}025\pi}{\omega_T}\right)^2 (2\omega_T - |\omega|)$ [Вт²/Гц],

где $-2\omega_T < \omega < 2\omega_T$;

3) $b_2 = \frac{10^{-15}}{4\pi}$ [с²/рад];

4) $k_1^2 = 92\pi^2 \cdot 10^{12}$ [рад²/Вт·с²].

Используя эти величины, получаем из (18.39):

$$\text{сигнал/шум } (\omega) = 10\lg\left(\pi\frac{0{,}025\pi}{\omega_T}\left[\frac{\text{Вт}}{\text{Гц}}\right] \div \frac{10^{-30}}{16\pi^2}\left[\frac{\text{с}^4}{\text{рад}^2}\right] 92\pi^2 \cdot 10^{12}\left[\frac{\text{рад}^2}{\text{Вт}\cdot\text{с}^2}\right] \times\right.$$

$$\left. \times\, 64\pi^2 \cdot 10^{12}\left[\frac{\text{рад}^2}{\text{с}^2}\right] \cdot \frac{(0{,}025\pi)^2}{\omega_T}\left[\frac{\text{Вт}^2}{\text{Гц}}\right]\right).$$

Наконец, для верхнего телефонного канала, частота которого $\omega_T = 8\pi \cdot 10^6$ рад/с, получим отношение сигнал/шум, равное 40,4 дБ.

Поскольку исходная плотность сигнала предполагалась равной —16 дБм0 на 4 кГц или приблизительно —17 дБм0 на 3 кГц, что соответствует 71 dBrnc0, шум в верхнем телефонном канале будет равен —40,4 = 30,6 dBrnc0.

Этот результат достаточно точно соответствует величине 28,2 dBrnc0, полученной методом расчета продуктов. Обсуждение причин отличия результатов, полученных этими методами, проводилось в гл. 7. Для современных радиорелейных систем большой емкости метод загрузки шумом оказывается более удобным для оценки характеристик системы и широко используется в настоящее время при расчетах и проектировании.

СЛОЖЕНИЕ ШУМА ОТ РАЗЛИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ

Ранее анализировались два вида шумов в ЧМ системах: 1) переходные шумы из-за изменения коэффициента передачи, 2) шумы преобразования АМ-ФМ. Несмотря на большие отличия, эти два источника имеют одинаковые свойства, будучи функцией группового сигнала. Поэтому следует предположить, что эти шумы в известной степени коррелированы, а это означает, что суммарная спектральная плотность шумов в предположении суммирования по мощности в общем случае не может быть большой.

Сложение шумов, обусловленных этими двумя источниками, было рассмотрено аналитически в работе [5]. Получено, что имеются такие условия, при которых корреляция может быть значительной. Для иллюстрации рассматривались типичные ЧМ радиорелейные системы и было установлено, что спектральная плотность мощности для коррелированной суммы мощностей этих двух источников шума заметно отличается от спектральной плотности мощности при суммировании мощностей каждого спектра по отдельности. В верхнем канале мощность коррелированного шума примерно на 4,5 дБ ниже, чем при суммировании шумов по мощности.

Выражения рис. 18.7 можно использовать при анализе переходных шумов в любой существующей ЧМ системе. Два или три синусоидальных сигнала можно ввести вместо загрузки шумом и измерить уровень суммарных и разностных продуктов в зависимости от входной частоты. Частичное разделение источников сигнала можно выполнить, принимая во внимание их частотную зависимость. Например, продукт типа $\alpha+\beta$, увеличивающийся со скоростью 6 дБ на октаву, показывает, что имеется переходный шум, обусловленный изменением группового времени запаздывания (b_2), и (или) переходный шум из-за преобразования АМ-ФМ при изменении усиления по параболическому закону (g_2).

ИСКАЖЕНИЯ ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ

На практике искажения ГВЗ измерить легче, чем фазовые искажения. ГВЗ определяется как производная от фазо-частотной характеристики $\theta(\omega)$ коэффициента передачи $Y_N(\omega)$ по круговой частоте, т. е.

$$\text{ГВЗ} = \frac{d}{d\omega}\theta(\omega)\,[\text{с}], \tag{18.40}$$

где $\theta(\omega)$ представляет собой фазовую характеристику $\theta(\omega+\omega_c)$, приведенную к частоте ω_c. ГВЗ определяет время, требуемое для распространения изменений огибающей сигнала (т. е. той части сигнала, которая несет информацию) по системе. Если $\theta(\omega)$ пропорциональна частоте вблизи ω_c, ГВЗ будет постоянным на всех частотах, и передаваемый сигнал не будет иметь искажений. В более общем случае зависимость $\theta(\omega)$ не является линейной, а включает в себя компоненты более высоких порядков. Это видно из выражения (18.1), на основании которого, пренебрегая четвертой степенью, $\theta(\omega)$ представим в виде

$$\theta(\omega) = b_2(\omega-\omega_c)^2 + b_3(\omega-\omega_c)^3. \tag{18.41}$$

Таким образом, в общем случае производная фазовой характеристики, а следовательно, и ГВЗ не будет постоянной, она содержит слагаемые, зависящие от частоты. Искажения ГВЗ определяются разностью реального и постоянного ГВЗ и, таким образом, включают в себя составляющие, зависящие от частоты. Например, искажения ГВЗ для фазо-частотной характеристики, представленной в виде (18.41), равны

$$2b_2(\omega-\omega_c) + 3b_3(\omega-\omega_c)^2. \tag{18.42}$$

Линейные изменения ГВЗ обычно выражают в нс/МГц. Для ГВЗ = 1 нс/МГц коэффициент при линейном слагаемом выражения (18.42) $b_2 = \dfrac{10^{-9}}{4\pi\cdot 10^6} = \dfrac{1}{4\pi\cdot 10^{-15}}\dfrac{\text{с}^2}{\text{рад}}$. В примере 18.1 $b_2 = \dfrac{0{,}1}{(2\pi\cdot 10^7)^2} = \dfrac{1}{\pi}\dfrac{1}{4\pi\cdot 10^{-15}}\dfrac{\text{с}^2}{\text{рад}}$, т. е. изменения ГВЗ являлись линейными с крутизной 0,32 нс/МГц.

В ЧМ системах многие цепи для диапазонов промежуточной и радиочастот обладают полосовыми характеристиками. Таким характеристикам в большой степени присуще параболическое изменение ГВЗ. Если параболические искажения ГВЗ не имеют центром точно ω_c, это означает, что несущая не является центром полосы пропускания и как следствие изменения ГВЗ нелинейны. Для доказательства этого предположим, что изменение ГВЗ равно $3b_3(\omega-\omega_0)^2$. Применим разложение в ряд Тейлора в окрестности $(\omega-\omega_0)=(\omega_c-\omega_0)$. Тогда изменение ГВЗ равно $3b_3[(\omega_c-\omega_0)^2+2(\omega_c-\omega_0)(\omega-\omega_c)+(\omega-\omega_c)^2]$. Обозначив $(\omega_c-\omega_0)=\Delta\omega$ и отбросив постоянные члены, получим выражение для параболического изменения ГВЗ (исходное выражение плюс некоторый новый линейный член): $3b_3(\omega-\omega_c)^2+6b_3\Delta\omega(\omega-\omega_c)$.

Приведенный анализ показывает, что в ЧМ системах искажения группового сигнала, вызванные заданной характеристикой передачи, зависят также и от расположения несущей частоты. Они являются аналогом модуляционных искажений в АМ системах, зависящих от выбора рабочих точек смещения активных элементов.

18.2. ПЕРЕХОДНЫЙ ШУМ ИЗ-ЗА ОТРАЖЕНИЙ

Отражения, которые являются весьма значительным источником переходных шумов в ЧМ системах, могут быть обусловлены несколькими причинами. Они могут являться результатом рассогласования импедансов, преобразования типов волн в волноводе, «рыскания» *(sneak)* траектории распространения гармоник или других составляющих преобразования частот и т. д. Условием появления отражений или эхо-сигнала является наличие наряду с первичной заданной траекторией передачи паразитной вторичной траектории, по которой распространяется часть исходного сигнала, достигающая приемника с запаздыванием по времени относительно основного сигнала.

Рисунок 18.5 иллюстрирует обычную ситуацию, возникающую при распространении сигнала в волноводе. Здесь эхо-сигнал с от-

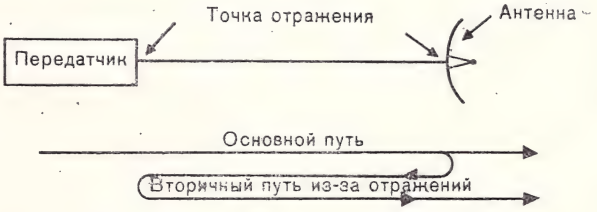


Рис. 18.5. Отражения в тракте передатчик—антенна

носительной амплитудой r (по сравнению с полезным сигналом) сдвинут по времени на величину T, не изменяющуюся заметно в полосе частот одного радиоканала.

ВЫВОД ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ СОСТАВЛЯЮЩИХ, ВЫЗЫВАЮЩИХ ИСКАЖЕНИЯ

Если в системе, изображенной на рис. 18.5, распространяется сигнал с фазовой модуляцией $e_1(t) = A_c \sin[\omega_c t + \varphi(t)]$, результирующий излучаемый сигнал будет иметь вид

$$e_2(t) = A_c \{\sin[\omega_c t + \varphi(t)] + r \sin[\omega_c t - \omega_c T + \varphi(t - T)]\}. \quad (18.43)$$

Это выражение можно записать в экспоненциальной форме:

$$e_2(t) = A_c \operatorname{Re}[-i e^{ix} - ir e^{i(x+y)}], \quad (18.44)$$

где $x = \omega_c t + \varphi(t)$, а $y = -\omega_c T + \varphi(t - T) - \varphi(t)$.

После преобразований получим

$$e_2(t) = A_c \operatorname{Re}[-i e^{ix}(1 + r e^{iy})].$$

Для $r \ll 1$ это выражение можно переписать:

$$e_2(t) = A_c \operatorname{Re}\left(-i e^{ix} e^{rei y}\right) = A_c \operatorname{Re}\{e^{r\cos y}[-i e^{i(x + r\sin y)}]\}$$

или в приближенном виде

$$e_2(t) = A_c (1 + r \cos y) \sin(x + r \sin y). \quad (18.45)$$

Подставляя переменные в выражение (18.45), получаем

$$e_2(t) = A_c \{1 + r \cos[-\omega_c T + \varphi(t - T) - \varphi(t)]\} \sin\{\omega_c t + \varphi(t) + r \sin[-\omega_c T + \varphi(t - T) - \varphi(t)]\}. \quad (18.46)$$

После ограничения фазовая модуляция будет равна

$$\varphi(t) + \varphi_D(t),$$

где $\varphi_D(t) = r \sin[-\omega_c T + \varphi(t - T) - \varphi(t)]$. (18.47)

ДИАГРАММА УРОВНЕЙ ШУМА

Слагаемое $\varphi_D(t)$, описывающее искажения, обусловливает переходные шумы, поскольку является нелинейной функцией модулирующего сигнала $\varphi(t)$. Эти искажения рассматриваются в [6], где используется представление группового сигнала в виде гауссового шума с равномерным спектром при выводе зависимости переходных шумов в верхнем канале для сигнала многоканальной телефонии от относительной амплитуды и абсолютного временного запаздывания отраженного сигнала. Результаты этого анализа изображены в виде диаграммы уровней на рис. 18.6.

ПРИМЕР 18.4.

З а д а ч а. Определим шум в верхнем телефонном канале, возникающий из-за отражений в ЧМ системе с параметрами, приведенными в примере 18.2 для загрузки в 1000 телефонных каналов в полосе 0—4 МГц и пиковой девиации частоты 4 МГц. Предположим, что отражения имеют величину 50 дБ и абсолютную временную задержку 250 нс.

Решение. Было найдено, что для подобной системы $P_s = 25{,}4$ дБм0, и если для имитации загрузки в часы «пик» использовать белый шум с плотностью

—16 дБм0 на 4 кГц, эффективная девиация частоты ниже 4 МГц будет равна: 25,4+3 — (—16+10 lg 1000) = 14,4 дБ или σ = 0,76 МГц эфф.

Здесь первое слагаемое есть P_s, второе — поправка от пикового к эффективному значению для синусоиды, (—16+10 lg 1000) — полный управляющий сигнал, имитирующий 1000 разговоров при 25% загрузке. Выражение $\sqrt{A} = \sigma/f_T$ используется для определения абсциссы на рис. 18.6, и величина его рав-

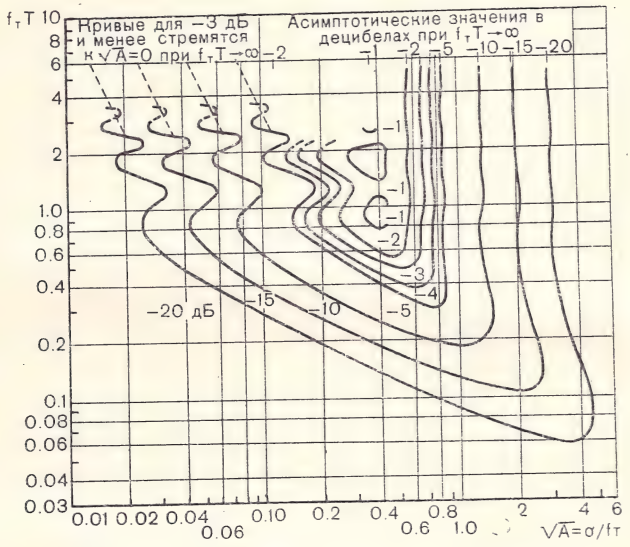


Рис. 18.6. Уровни постоянной помехи в верхнем телефонном канале многоканальной ЧМ системы без предыскажений
(значения, соответствующие указанным кривым, определяются отношением помеха/сигнал [дБ] минус 20 lg r)

на 0,76/4=0,19. Для тракта с отражением величиной —50 дБ и абсолютным временным запаздыванием T = 250 нс значение ординаты $f_T T = 4 \cdot 10^6 \cdot 250 \cdot 10^{-9} = 1{,}0$, и на диаграмме получим уровень —4 дБ. Если к этому значению прибавить значение относительного уровня отраженного сигнала 20 lg r = —50 дБ, то результирующий относительный уровень шумовой мощности равен 54 дБ. Как и в примере 18.3, шум в верхнем телефонном канале определяется вычитанием из 71 dBrnc0, т. е. 71—54 = 17 dBrnc0.

Рисунок 18.6 применяется только для ЧМ сигнала без предыскажений. Использование предыскажений снижает действительный шум в верхнем телефонном канале, возникающий из-за отражений, на величину, которую можно рассчитать (обычно 3—4 дБ).

ИСКАЖЕНИЕ АМПЛИТУДЫ И ГВЗ ИЗ-ЗА ОТРАЖЕНИЙ

Если входной сигнал системы на рис. 18.5 имеет простой вид $e_1(t) = A_c \sin \omega t$, где ω может принимать различные значения, и в выражение (18.45) подставлены $x = \omega t$ и $y = -T\omega$, выходной сигнал при $r \ll 1$ будет

$$e_2(t) = A_c(1 + r\cos T\omega)\sin(\omega t - r\sin T\omega). \qquad (18.48)$$

Анализ этого выражения показывает, что при этом изменения сигнала аналогичны получаемому при прохождении через устройство с коэффициентом передачи $1+r\cos T\omega$, который обладает пульсациями с частотой $1/T$ [Гц] с размахом 17,37 r [дБ]. Аналогично можно найти и фазовую характеристику в виде

$$\varphi(\omega)=\frac{-r\sin T\omega}{1+r\cos T\omega}\approx -r\sin T\omega.$$

Взяв производную от этого выражения по ω для нахождения ГВЗ, получим

$$\tau(\omega)=\frac{d\varphi}{d\omega}=-rT\cos T\omega.$$

Эта характеристика также обладает пульсацией с частотой $1/T$ [Гц] и размахом $\tau_{пп}=2rT$.

В примере 18.4 величина отражений была принята равной —50 дБ с временной задержкой на 250 нс. Частота пульсаций для этого случая равна 1/250 нс или 4 МГц. Для заданного отражения (—50 дБ) $r=0{,}00315$ и размах амплитудных пульсаций 0,055 дБ. Наконец, для размаха пульсаций ГВЗ расчет дает величину 1,58 нс.

Следует заметить, что эквивалентность между отражениями сигнала и пульсациями коэффициента передачи и фазы справедлива, строго говоря, лишь для минимально фазовых цепей, таких, как некорректированные фильтры. СВЧ ретрансляторы не обладают минимально фазовыми свойствами, поскольку коэффициент передачи и фаза корректоров выбираются таким образом, чтобы снизить девиации коэффициента фазы ретранслятора.

ТРЕБОВАНИЯ К ВЕЛИЧИНЕ ОТРАЖЕНИЙ В СИСТЕМЕ

Для иллюстрации того, как отражения влияют на расчет антенной системы, предположим, что в системе длиной 6500 км на шум за счет отражений в волноводе приходится 30 dBrnc0. В такой системе имеется примерно 250 отрезков волноводных трактов от радиопередатчиков и приемников до антенн в верхней части башен. Следовательно, каждая антенна может внести в общий шум $30-10\lg 250=6$ dBrnc0, если сложение производится по мощности. Поскольку отражения величиной —50 дБ приводят к появлению шума +17dBrnc0, как было показано, требования по отражениям к каждому антенному тракту должны составлять 61 дБ, а не 50 дБ. Для ограничения отражений на этом уровне или ниже накладываются высокие требования на точность изготовления волноводов (его неоднородности). Для одноволновых волноводных систем отражения обычно возникают из-за рассогласования на концах, как показано на рис. 18.5, или из-за неоднородностей в тракте. Другими словами, это требование означает, что суммарные

потери на отражение от аппаратуры и волноводных неоднородностей должны быть 61 дБ. Это интерпретируется обычно как требование, чтобы все неоднородности имели обратные потери на отражение не менее 31 дБ.

В многоволновых волноводных системах, как, например, круглых волноводах, питающих рупорно-параболические антенны, путь для отраженных эхо-сигналов легко возникает на высших типах волн. Поэтому предъявляются более высокие требования к ориентации антенны, волноводным стыкам и распространяется требование необходимых потерь на отражения или коэффициентов отражения для высших типов волн, таких же, как и для основной волны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 18

1. **Liou M. L.** «Noise in an FM System Due to an Imperfect Linear Transducer», Bell System Tech. J., vol. 45 (Nov. 1966), pp. 1537—61.
2. **Rice S. O.** «Second and Third Order Modulation Terms in the Distortion Produced when Noise Modulated FM Waves Are Filtered», Bell System Tech. J., vol. 48 (Jan. 1969), pp. 87—141.
3. **Cross T. G.** «Intermodulation Noise in FM Systems Due to Transmission Deviations and AM/PM Conversion», Bell System Tech. J., vol. 45 (Dec. 1966), pp. 1749—1773.
4. **Laning J. H., Jr.** and **R. H. Batten.** Random Processes in Automatic Control (New York: McGraw-Hill Book Company, 1956), pp. 82—85.
5. **Cross T. G.** «Power Density Spectrum of the Sum of Two Correlated Intermodulation Noise Contributors in FM Systems», Bell System Tech. J., vol. 46 (Dec. 1967), pp. 2437—52.
6. **Bennett W. R., H. E. Curtis** and **S. O. Rice.** «Interchannel Interference in FM and PM Systems under Noise Loading Conditions», Bell System Tech. J., vol. 34 (May 1955), pp. 601—636.

19. ГЛАВА

Распределение частот

Одним из важных моментов при разработке многоканальных радиорелейных систем является тщательный выбор несущих и промежуточных частот, а также частот генераторного оборудования. Правильно выбранный план частот позволяет увеличить емкость радиорелейных систем и облегчить проблемы их реализации. Ошибочный выбор, наоборот, может ограничить емкость, уменьшить надежность и в конечном счете увеличить стоимость производства системы, ее монтажа и обслуживания.

Для иллюстрации основных проблем обратимся к рис. 19.1, на котором изображена структурная схема типичной радиорелейной системы большой протяженности. В этой системе имеется два широкополосных радиоствола, по одному из которых передается группа уплотненных по частоте телефонных каналов, а по другому — телевизионный сигнал (между источниками видеосигнала в левой части рисунка и пунктом назначения справа). Составные элементы этой схемы рассматривались в гл. 14 и не показаны здесь подробно.

Сигнал промежуточной частоты 70 МГц с выхода оконечных ЧМ передатчиков подается на два СВЧ передатчика для преобразования в диапазон СВЧ и усиления. Частоты передачи этих двух стволов заметно отличаются, поэтому сигналы этих частот объединяются на передаче СВЧ фильтрами, передаются по интервалу и затем разделяются на приемной станции без существенных межствольных помех. Частотные преобразования схематически показаны на рис. 19.2.

На приемном конце радиоинтервала СВЧ ЧМ сигналы разделяются системами разделительных цепей, которые аналогичны, если полностью не идентичны, цепям объединения стволов, и затем преобразуются на одну и ту же промежуточную частоту. После усиления и другой обработки сигналы преобразуются на новые частоты СВЧ диапазона или демодулируются для получения видеосигнала в зависимости от дальнейшего их назначения.

Несколько ЧМ сигналов могут быть уплотнены в диапазоне СВЧ и излучаться одной антенной. Это положительно сказывается

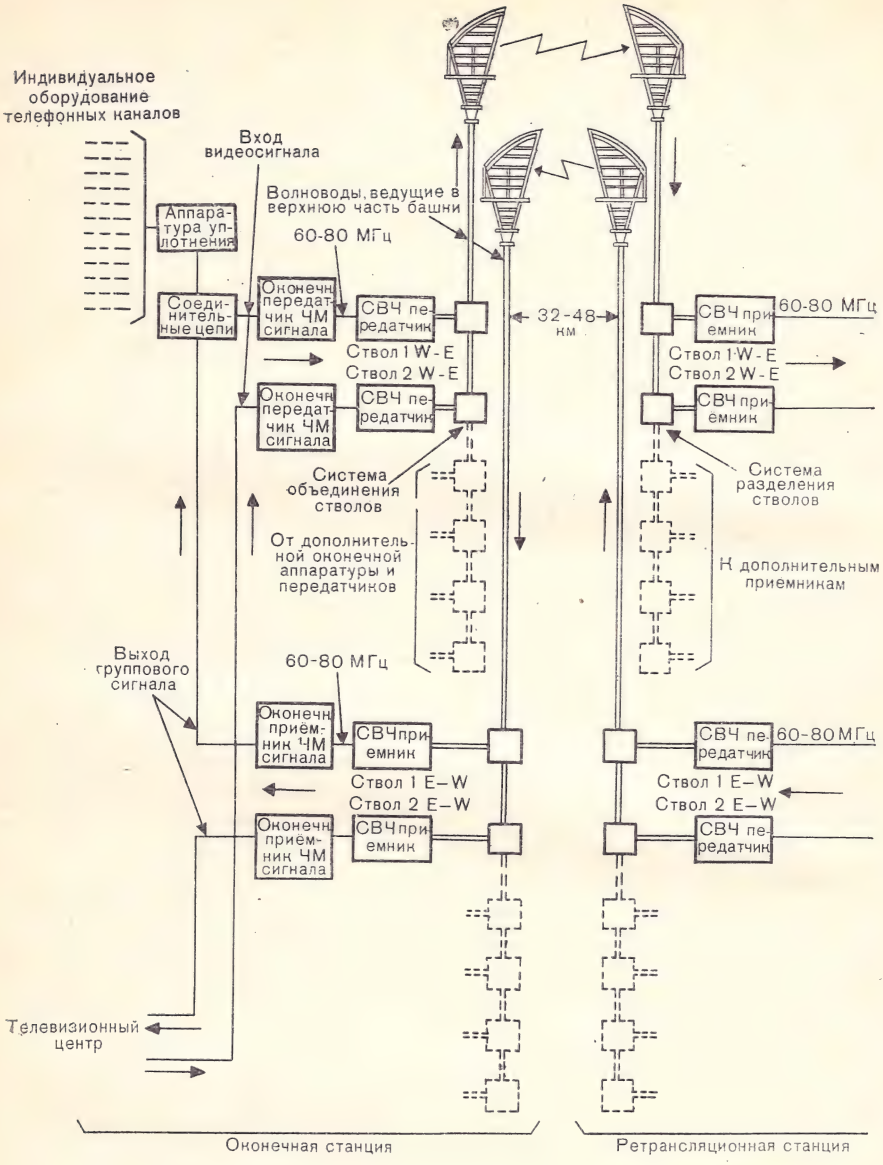
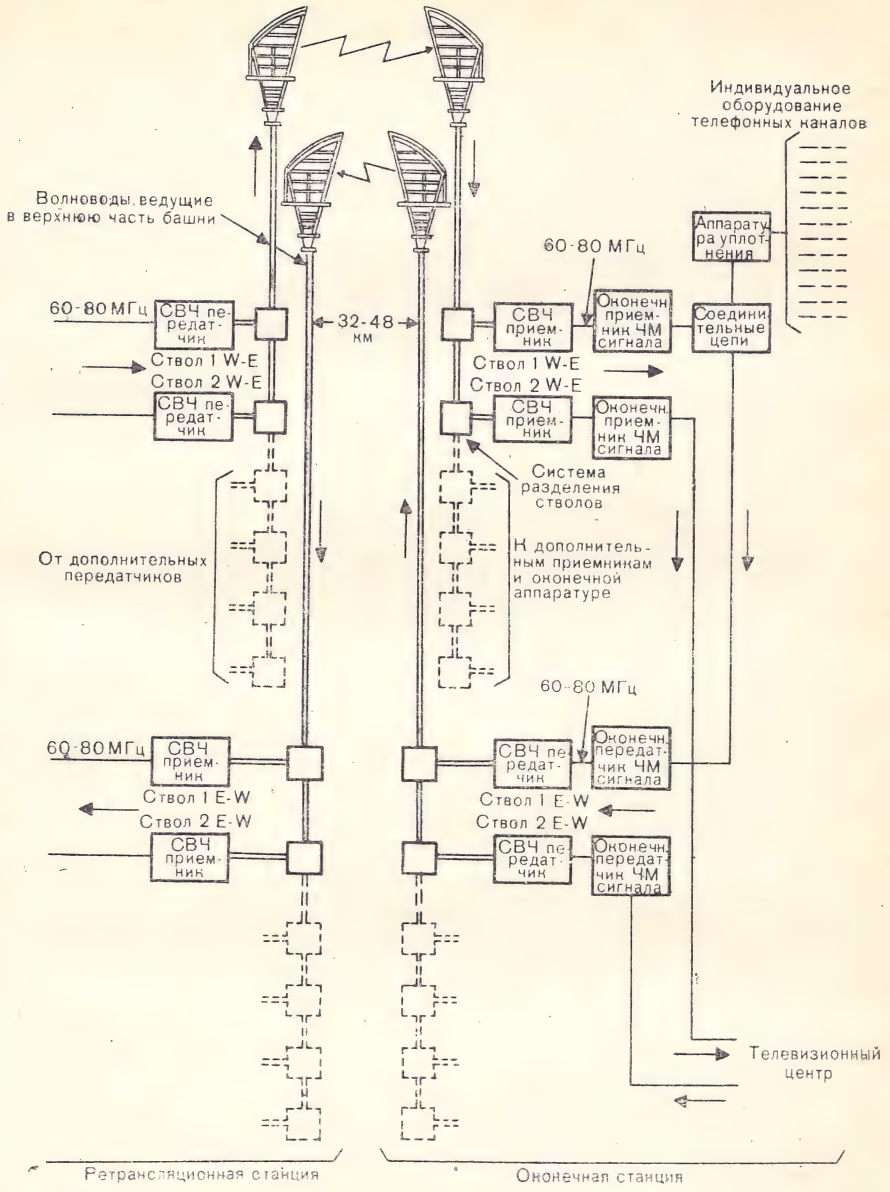


Рис. 19.1. Типичная структурная схема

на общей стоимости системы, однако в то же время ведет к увеличению возможных межствольных помех. С увеличением числа радиостволов в проектируемой системе количество источников помех имеет тенденцию возрастать. В то же время требуемая ширина полосы каждого радиоствола должна уменьшаться для того, что-



радиорелейной системы

бы уложиться в полный выделенный для системы участок СВЧ диапазона. Каким же образом можно определить число и ширину полосы радиостволов? На каких частотах они должны быть организованы? Какое расстояние должно быть обеспечено между стволами для исключения помех? Эти вопросы и являются основ-

ными проблемами при распределении частот. Как и в большинстве инженерных задач, решение этих проблем представляет собой компромисс между стоимостью и требуемыми характеристиками системы. Рассмотрим факторы, влияющие на принятие решения.

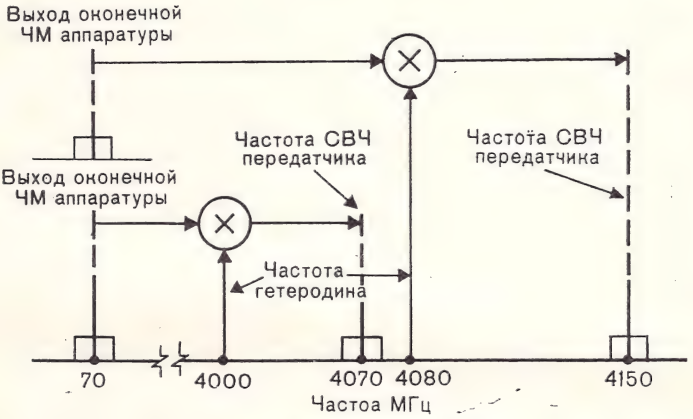


Рис. 19.2. Типичные частотные преобразования

В первую очередь обсудим факторы, определяющие выбор числа СВЧ стволов и их полосы частот при заданных требованиях к системе. Таковыми являются разрешения на использование данного диапазона, характер обслуживания, вид передаваемой информации, девиация частоты и глубина замираний. Для конкретных систем часть указанных факторов значительно важнее других. Затем рассмотрим некоторые виды помех, которые могут возникать в радиорелейных системах со многими стволами. Покажем, как распределение частот помогает решить проблему минимизации этих помех.

19.1. ФАКТОРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ШИРИНУ ПОЛОСЫ СТВОЛА

РАЗРЕШЕННЫЕ СВЧ ДИАПАЗОНЫ

Одним из очевидных ограничений полосы частот ствола являются допустимые диапазоны частот, выделенные Федеральной комиссией связи (ФКС) США. В табл. 19.1 приведены диапазоны, разрешенные в настоящее время для общего использования, на частотах выше 890 МГц.

Диапазон 4 ГГц используется сейчас в первую очередь для организации дальней связи или магистральных пучков. Диапазон 11 ГГц, как более подверженный поглощению в дожде, используется для связи на короткие расстояния или для распределительных пучков. Диапазон 6 ГГц делится в настоящее время между системами дальней связи и связи на короткие расстояния. Диапазон 2 ГГц, выделенный для общего использования, находит лишь огра-

ТАБЛИЦА 19.1

Распределение частот свыше 890 МГц, разрешенных для РРЛ общего пользования *)

Диапазон, ГГц	Границы диапазона, МГц	Ширина диапазона МГц	Диапазон, ГГц	Границы диапазона, МГц	Ширина диапазона, МГц
2	2110—2130	20	6	5925—6425	500
2	2160—2180	20	11	10700—11700	1000
4	3700—4200	500			

*) Выделены Федеральной комиссией связи США (*Прим. ред.*).

ниченное применение из-за узости допустимых полос частот. В этом диапазоне организуются обычно служебные и коммутационные каналы для систем дальней связи.

ТРЕБУЕМАЯ ПОЛОСА ЧАСТОТ ВИДЕОСИГНАЛА

Для решения вопроса об использовании имеющегося СВЧ диапазона необходимо выбирать одну из двух возможностей: малое число широкополосных или большое число узкополосных СВЧ стволов. Большое значение для этого выбора имеет ширина полосы передаваемого видеосигнала.

Чаще всего выбор полосы видеосигнала определяется требованиями передачи телевизионного сигнала. Например, в системах TD-2 и TJ один из видеосигналов является стандартным телевизионным сигналом, требующим полосу видеочастот, равной 4 МГц. В системе TH-1 выбрана полоса, равная 10 МГц, так что фирма Белл может обеспечить передачу телевизионных сигналов 10 МГц с высоким разрешением. Основной многоканальной группой телефонных каналов является 600-канальная группа, верхняя видеочастота которой лежит в области 3 МГц. Эта группа по требованиям к шумам и искажениям эквивалентна телевизионному сигналу в системе TD-2.

Для системы TH полосой видеочастот в 10 МГц было бы неэкономично с точки зрения полосы использовать одну 600-канальную группу. Поэтому эта система рассчитана на передачу трех таких групп или 1800 телефонных каналов (см. рис. 3.9).

Новая система TD-3 рассчитана на передачу двух 600-канальных групп и 1200 телефонных каналов при использовании того же плана частот, что и в более старой системе TD-2 с полосой 4 МГц, но при повышенной мощности, более низких входных шумах и уменьшенных искажениях характеристик. Интересно, что система TD-2, первоначально рассчитанная на 360—480 телефонных каналов, может быть модифицирована для передачи 1200 каналов при использовании ряда новых технических решений. Результирующие шумовые характеристики не соответствуют современным тре-

бованиям для более новых систем, однако удовлетворяют исходным требованиям к TD-2.

Другим аспектом, который накладывает ограничения на ширину полосы видеочастот, являются селективные замирания. При увеличении полосы видеочастот, а следовательно, и полосы промежуточной частоты селективные замирания заметно увеличивают нестабильность фазовых соотношений между несущей и боковыми частотами.

Еще одним моментом является скорость развития сети. Радиорелейные системы, работающие в полосе 500 МГц, обладают большой предельной емкостью. Однако, когда система только что установлена, на некоторых направлениях используется только часть этой емкости. Поэтому, если система содержит несколько СВЧ стволов, оборудование можно приобретать для каждого ствола в отдельности, а не для всех сразу.

ДЕВИАЦИЯ ЧАСТОТЫ

Девиация частоты уже была введена в качестве фактора, определяющего полосу пропускания в СВЧ диапазоне. Малая величина пиковой девиации частоты приводит к тому, что в подобной системе качество передачи ограничивается величиной холостого шума. При этом для обеспечения требуемых характеристик необходима большая мощность несущей.

С другой стороны, большая девиация частоты требует значительно больших полос пропускания, что приводит в итоге к неэкономичному расходованию разрешенной полосы СВЧ, затрудняет обеспечение линейности широкополосного частотного модулятора и создает проблемы при обеспечении адекватной полосы пропускания в диапазоне промежуточных частот. На практике обычно девиация выбирается из условий оптимизации шумовых характеристик системы установлением баланса между тепловыми и переходными шумами. Эта оптимальная девиация чаще всего оказывается равной 4—5 МГц и, естественно, в большой степени определяет требуемую полосу пропускания ствола.

КАЧЕСТВО СИГНАЛА

Хотя метод с использованием правила Карсона (гл. 2) и является основным при расчете систем, не следует забывать, что ЧМ сигналы имеют боковые составляющие, теоретически существующие вплоть до бесконечно больших частот. Это правило является, таким образом, компромиссом между качеством и стоимостью, поскольку при исключении частотных составляющих даже высоких порядков с помощью фильтров или других схем, ограничивающих полосу, всегда вносятся некоторые искажения сигнала. С другой стороны, если два ЧМ сигнала передаются по соседним СВЧ стволам и полосы сигналов не ограничены, составляющие высших порядков проникают из одного ствола в другой и вызывают помехи.

Учитывая характер сигналов, обычно передаваемых в соседних стволах со стандартным разнесением, необходимо форму частотной характеристики фильтра выбрать таким образом, чтобы минимизировать искажения, вызываемые двумя указанными причинами. Однако в любом случае качество сигнала ухудшается и требования к фильтру становятся более жесткими по мере приближения СВЧ стволов друг к другу по частоте.

В системах дальней связи, предназначенных для создания магистральных пучков, где эффективность использования полосы особенно важна, соседние СВЧ стволы располагаются близко друг к другу с небольшой защитной полосой или без нее, так что практически ширина полосы ствола и разнесение стволов равны.

Системы связи на короткие расстояния или распределительные системы не требуют использования полной емкости СВЧ диапазона, и поэтому соседние каналы здесь разделяются защитными полосами для облегчения требований к фильтрам. В этом случае разнесение стволов превосходит ширину полосы ствола.

Прежде чем завершить обсуждение качества сигнала, следует сказать несколько слов о правиле Карсона. В качестве критерия для определения минимальной полосы ствола оно хорошо подходит для больших и малых индексов модуляции. В промежуточной области этот критерий менее надежен. Тем не менее, поскольку указанное правило хорошо подтверждает свою применимость при экстремальных значениях индексов модуляции и на практике показывает разумную точность в промежуточной области, оно рассматривается как отправная точка при определении плана распределения частот.

СТОИМОСТЬ СИСТЕМЫ

При проектировании СВЧ радиосистемы необходимо правильно расположить ретрансляторы. Для этого часто необходимо проложить новые дороги, построить башни и здания, смонтировать антенные системы. Эти затраты обычно постоянны и не зависят от числа радиостволов или телефонных каналов. Таким образом, чем больше число телефонных каналов, тем меньше постоянные затраты на один телефонный канал. Для данной загрузки одного радиоствола этого можно достичь, сдвигая по частоте соседние стволы как можно ближе друг к другу. Однако при уменьшении разнесения стволов ужесточаются требования к фильтрам, повышается необходимая стабильность промежуточных и несущих частот, и в результате система оказывается более сложной и дорогой. Таким образом, очевидно, что полные затраты состоят из двух частей, фиксированной и переменной. Постоянные затраты на один канал имеют тенденцию уменьшаться по мере увеличения числа телефонных каналов, в то время как переменные затраты, начиная с некоторой точки, имеют тенденцию увеличиваться. Эта оптимальная точка сильно зависит от существующих и проектируемых требований к емкости пучка как телевизионных или телефонных кана-

лов, так и тех и других одновременно. В системах дальней связи, рассчитанных на большие емкости, обычно используется меньшее частотное разнесение между отдельными телефонными стволами, чем в системах связи на короткие расстояния, где на заданном интервале часто организуется только два—четыре радиоствола.

ЗАЩИТА ОТ ГЛУБОКИХ ЗАМИРАНИЙ

Как было показано в гл. 15, СВЧ стволы подвержены замираниям различной глубины и длительности. Увеличение потерь распространения, появляющихся во время замираний, может быть скомпенсировано с помощью автоматической регулировки усиления в приемнике. При этом остается лишь увеличение холостого шума, вызванное замираниями на интервале. Глубокие же замирания могут существенно ухудшить шумовые характеристики системы. К счастью, глубокие замирания имеют тенденцию быть частотно-селективными, и поэтому, если выделенный диапазон частот достаточно широк и в системе организуется несколько радиостволов, один или два из них могут быть резервными для обеспечения защиты от замираний. Если рабочий ствол выходит из строя в результате замираний или поломки аппаратуры, а также при необходимости проведения периодического обслуживания ствола, его сигнал может быть переключен на резервный ствол с помощью быстродействующих переключателей без прерывания связи и без искажений или с малыми искажениями сигнала. Подобная защита существенно увеличивает надежность системы и очень важна для пучков с высокой степенью загрузки.

Однако следует иметь в виду, что такая защита снижает емкость передаваемой в пучке системы информации. Поэтому в системах дальней связи экономически целесообразно на несколько рабочих стволов иметь один или два резервных и переключать секции примерно по десять интервалов, а не отдельные интервалы. В этом случае частично оправдывается стоимость относительно сложных переключающих устройств, поскольку она распределяется на большое количество телефонных цепей.

В системах связи на короткие расстояния ситуация обычно обратная. Меньшее число радиостволов в подобных системах приводит к тому, что стоимость переключающего оборудования на один канал становится весьма значительной. В то же время необходимость частых выводов и вводов информации в промежуточных точках вдоль пучка требует коротких переключаемых секций. Таким образом, для систем связи на короткие расстояния проблемой является как можно большее упрощение переключающих устройств. Это достигается обычно введением резервного ствола на каждый рабочий. При параллельной подаче на два передатчика одного и того же видеосигнала на каждом интервале нет необходимости в переключающих устройствах на передающем конце. На приемном конце автоматический переключатель выбирает более качественный из этих двух стволов. Упрощение переключающего оборудова-

ния при этом оказывается весьма существенным по сравнению с системами дальней связи при использовании одной и той же полосы частот.

На частоте 11 ГГц существенным источником потерь оказывается дождь. Поглощение в дожде в диапазоне 11 ГГц не является частотно-селективным, и разнос частот в используемом диапазоне не является защитой от этого явления. Привлекательным решением кажется в этом случае выбор плана частот с поствольным разносом, используемый в системах TM-TL. Здесь стволы в диапазонах 11 и 6 ГГц работают перекрестно с попарным разносом, обеспечивая надежность передачи, присущую диапазону 6 ГГц без удвоения числа СВЧ стволов в этом весьма желательном диапазоне.

Из вышеизложенного очевидно, что число резервных стволов и способы переключения, принятые для группы рабочих стволов, являются одним из важных вопросов при проектировании систем. Необходимо проведение статистического анализа времени выходов из строя системы из-за замираний, поломок аппаратуры и технического обслуживания, а также детального изучения экономических аспектов.

Таким образом, при определении плана распределения частот СВЧ систем связи необходимо учитывать все рассмотренные факторы: разрешенный диапазон частот, ширину полосы видеосигнала, девиацию частоты, качество сигнала, затраты на один телефонный канал и защиту от замираний.

19.2. ПОМЕХИ В СВЧ СТВОЛАХ

Рассмотрим различные виды помех, возникающих в многоствольных СВЧ системах, и их влияние на выбор частотного распределения. Имеется шесть типов помех: 1) внутриствольная помеха; 2) помеха по зеркальному стволу; 3) помеха из-за соседнего ствола; 4) непосредственная помеха из соседнего ствола; 5) влияние ограничения; 6) одночастотная помеха.

Помехи этих типов будут рассмотрены отдельно. При этом предполагается, что внешние помехи находятся в допустимых пределах, оговоренных рекомендациями ФКС США, и не обсуждаются здесь.

ВНУТРИСТВОЛЬНАЯ ПОМЕХА

На рис. 19.3 показано несколько источников возникновения помех на радиочастотах и схематично изображено четыре последовательно включенных ретранслятора и пять потенциально возможных путей для сигналов помех. Здесь указаны также раздельные приемные и передающие антенны, хотя в ряде систем могут использоваться только общие антенны. Два наиболее опасных пути для помех обозначены на рисунке цифрами *1* и *2*. По этим путям на вход приемника вместе со слабым принимаемым сигналом по-

падают сильные сигналы с передающих антенн. Для определения допустимого уровня помехи необходимо помнить, что уровнем полезного сигнала на приемной антенне является уровень сигнала

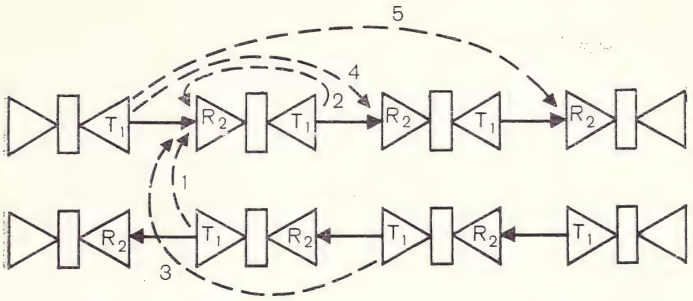


Рис. 19.3. Помехи в СВЧ диапазоне (*R* — приемник, *T* — передатчик)

в момент самого глубокого замирания. Сигнал, поступающий по пути *2*, будет ослабляться развязкой антенн, расположенных «спина к спине» (работающих в противоположном направлении), а сигнал по пути *1* — только развязкой рядом стоящих антенн, работающих в одном направлении.

Величины этих развязок не достаточны. Добавочную развязку можно получить, если полезный сигнал кросс-поляризован по сравнению с мешающим сигналом, однако всегда рассчитывать на это не следует. Это связано с тем, что траектории связи между антеннами сложны и неизвестно, в частности, их влияние на направление поляризации. Паразитной связью можно пренебречь, если использовать в ретрансляторе разные частоты на приеме и передаче. Одна из систем подобного типа, известная как система с двухчастотным распределением, показана на рис. 19.4*а*.

Другим потенциальным источником помехи является распространение по пути *3* на рис. 19.4. При двухчастотном распределении два сигнала одинаковой частоты принимаются с противоположных направлений и обычно создают поля одинаковой интенсивности. В этом случае помеха будет ослабляться, так как антенна имеет защитный коэффициент от сигнала с противоположного направления, который для рупорно-параболических антенн равен примерно 70 дБ, а для параболических только 40—50 дБ. Дальнейшее улучшение может быть получено при использовании ортогональных поляризаций, однако этот способ имеет малое практическое значение в случае отражений от земли или рассеяния. Расчеты показывают, что минимальная величина защитного коэффициента от сигнала противоположного направления для систем дальней связи должна быть около 66 дБ. Эта величина обеспечивается при помощи рупорно-параболических антенн, кроме случаев особо больших отражений от земли.

В СВЧ системах параболические антенны не обеспечивают требуемой величины защитного коэффициента от сигнала противо-

положного направления при использовании двухчастотного распределения. Эту проблему решает четырехчастотное распределение, показанное на рис. 19.4*б* и применяемое обычно в системах

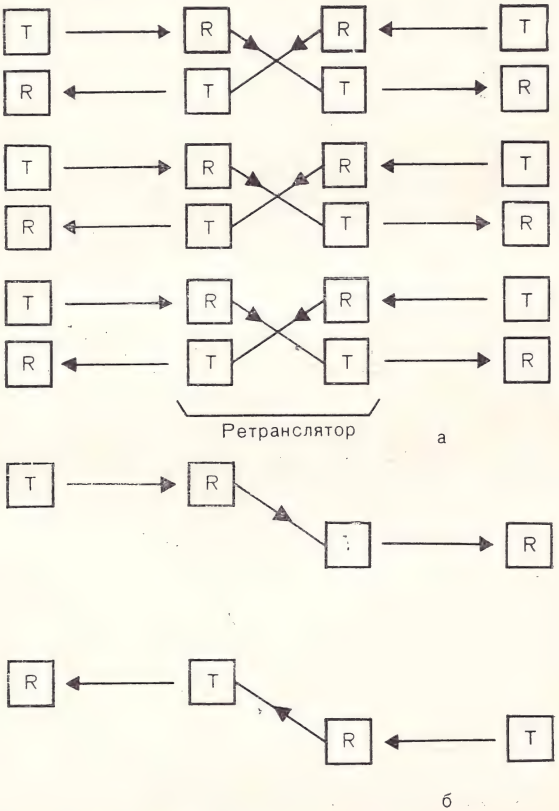


Рис. 19.4. Планы распределения частот:
(*а* — двухчастотный, *б* — четырехчастотный, *R* — приемник, *T* — передатчик)

связи на короткие расстояния. План частот, используемый в 6 ГГц-системе связи на короткие расстояния типа ТМ-1, предусматривает четырехчастотное распределение, полученное из плана частот системы дальней связи типа ТН-1 расщеплением стволов и использованием стволов половинной ширины для каждого направления передачи.

Еще два пути помех помечены на рис. 19.3 цифрами *4* и *5*. При частотных распределениях, указанных на рис. 19.4, путь *4* не представляет опасности, поскольку на соседних интервалах частоты различны. «Черезинтервальная помеха» (путь *5*) потенциально опасна, однако легко может быть уменьшена до допустимой величины небольшим смещением третьего ретранслятора от прямой линии, соединяющей первые два.

ПОМЕХА ИЗ ЗЕРКАЛЬНОГО СТВОЛА

Помеха, поступающая из зеркального ствола, иллюстрируется рис. 19.5, где показаны два сигнала с несущими частотами 11 000 и 11 140 МГц. Эти сигналы разделяются фильтрами и поступают

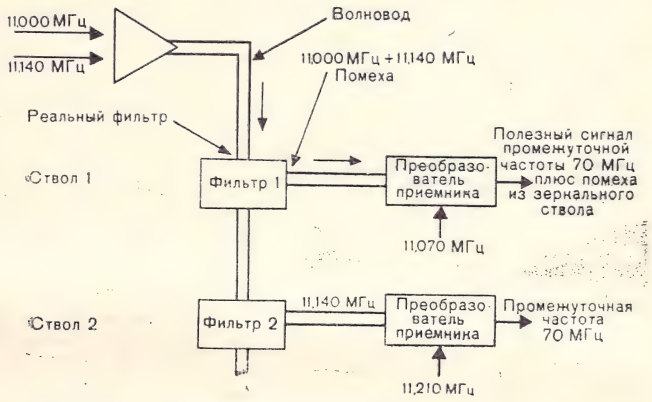


Рис. 19.5. Помеха из зеркального ствола

на преобразователи, где они превращаются в промежуточную частоту 70 МГц. Предположим, что для сигнала с частотой 11 000 МГц используется гетеродин с частотой 11 070 МГц. Если бы фильтр был идеальным, то никаких проблем не возникало бы. Однако если фильтр *1* для частоты 11 140 МГц не удовлетворяет этому требованию, сигнал этой частоты совместно с сигналом гетеродина 11 070 МГц образует посторонний сигнал промежуточной частоты 70 МГц. Этот эффект известен как помеха зеркального ствола, а зеркальным стволом называют ствол, частота которого отличается от частоты гетеродина на ту же величину, что и частота основного, но располагающийся по другую сторону от частоты гетеродина. Соответственно в данном примере сигнал частоты гетеродина 11 070 МГц ствола *1* имеет возможность попасть на преобразователь приемника ствола *2* и его биения с частотой сигнала 11 140 МГц образуют помеху на частоте 70 МГц. Этот пример показывает два вида взаимодействия частот, которые необходимо учитывать при разработке преобразователей и устройств фильтрации.

ПОМЕХА СОСЕДНЕГО КАНАЛА

Помеха соседнего канала возникает, когда два ЧМ сигнала разнесены по частоте таким образом, что боковые полосы одного из них попадают в полосу другого. На рис. 19.6 показано, как это происходит при рассмотрении спектральной плотности мощности несущей, модулированной по фазе случайным шумом, эквивалентным групповому сигналу. Хотя помеху этого вида можно предотвратить срезанием боковых полос с помощью фильтров до того

момента, когда два сигнала объединятся, однако это приводит к некоторым искажениям сигнала в каждом из стволов.

Из рис. 19.6 очевидно, что разнесение стволов оказывает большое влияние на проблему фильтрации перекрывающихся боковых полос. Этот факт заставляет обратиться к правилу, которое иногда используется при расчете систем дальней связи. Оно гласит, что следует выбирать разнесение стволов, по крайней мере, в 3 раза большее верхней частоты видеополосы группового сигнала для того, чтобы боковые второго порядка мешающего сигнала не наложились на боковые первого порядка соседнего ствола. Это правило позволяет использовать практически реализуемые ствольные фильтры.

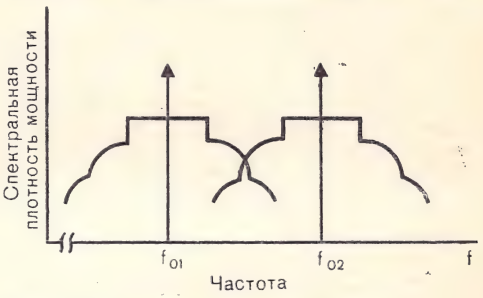


Рис. 19.6. Помеха из соседнего ствола

Как и многие другие, это правило не является жестким, поэтому следует детально исследовать любой план расположения частот с точки зрения перекрытия боковых полос. Подобное исследование должно учитывать характер модулирующих сигналов, которые определяют распределение энергии по боковым полосам в спектре ЧМ сигнала. Следует также учитывать серьезные преимущества, которые обеспечиваются использованием ортогональных поляризаций в соседних стволах.

НЕПОСРЕДСТВЕННАЯ (ПРЯМАЯ) ПОМЕХА СОСЕДНЕГО КАНАЛА

Помеха из-за наложения боковых полос будет весьма малой, поскольку мешающие боковые частоты не коррелированы с несущей, на которую они воздействуют. Однако в системах с близкорасположенными стволами имеется более сложный вид помехи от соседнего канала, при котором помеха оказывается хорошо различимой. Этот вид помехи, когда сигнал соседнего ствола появляется в искажаемом стволе как тождественный сигнал, называется прямой помехой соседнего ствола.

Подобный механизм переноса помехи имеет тенденцию проявляться в усилительных каскадах, где присутствует сжатие (компрессирование) или ограничение. Этот механизм образования помехи исследовался в работе [1], однако в настоящее время до конца не понят.

ЭФФЕКТ ПЕРЕНОСА В ОГРАНИЧИТЕЛЕ

Использование ограничителей в радиоретрансляторах приводит к появлению интерференции между стволами, которая называется эффектом переноса в ограничителе. Основной механизм

образования этой помехи иллюстрируется рис. 19.7, на котором показаны три соседних радиоствола с несущими, разнесенными на 20 МГц. Предполагается, что ствол *2* имеет противоположную поляризацию по сравнению со стволами *1* и *3*. Кроме того, предполагается, что в стволе *1* передается синусоидальный видеосиг-

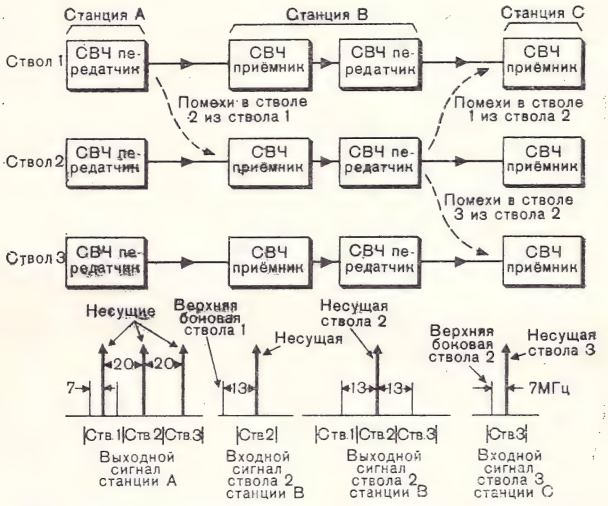


Рис. 19.7. Эффект переноса мощности в ограничителе

нал с частотой 7 МГц при достаточно малом индексе модуляции для того, чтобы учитывать боковые составляющие только первого порядка. Таким образом, на станции *А* выходной сигнал в стволе *1* состоит из несущей и боковых на расстоянии 7 МГц по обе стороны от несущей.

На станции *В* сигнал верхней боковой ствола *1* будет представлять синусоидальную помеху на расстоянии 13 МГц от центральной частоты приемника ствола *2*. Амплитуда помехи, которая попадает на ограничитель в стволе *2*, зависит от избирательности по поляризации между сигналами стволов *1* и *2* на участке между станциями *А* и *В*, а также от усиления в приемнике ствола *2* на расстоянии 13 МГц от центральной частоты. Сумма несущей ствола *2* и помехи представляет собой на входе ограничителя сложный сигнал с АМ и ЧМ. Ограничитель устраняет АМ, однако ЧМ составляющие остаются, и на выход ограничителя проходит несущая и боковые на расстоянии 13 МГц с каждой стороны от несущей. Этот сигнал передается далее со станции *В* в ствол *2*. На станции *С* верхняя боковая сигнала ствола *2* превращается в помеху, отстоящую на расстоянии 7 МГц от центральной частоты приемника ствола *3*. Амплитуда этой помехи зависит от избирательности по поляризации в стволах *2* и *3* на участке между станциями *В* и *С*, а также от потерь в передатчике ствола *2* для частоты на расстоянии 13 МГц от центральной частоты. Та-

ким образом, подобный механизм создает условия для проникновения видеосигнала одного ствола в качестве помехи в другой ствол на той же видеочастоте. Кроме того, нижняя боковая ствола *2* может на станции *С* возвратиться в ствол *1*. В каждом случае необходимо исследовать стабильность гетеродинов, находящихся на пути сигнала, для определения реальной области вблизи номинальной частоты, в которой может появиться помеха на третьей станции.

Эксперименты показывают, что эффект переноса в ограничителе с большой степенью точности подчиняется элементарной теории ЧМ. Этот эффект становится заметным, когда в стволе присутствует синусоидальный сигнал большого уровня, или, например, при наличии вспомогательных стволов системы ТН-1, когда несущая располагается близко от края полосы широкополосного радиоствола. Выбор плана распределения частот при всех условиях может влиять на серьезность данной проблемы в радиорелейных системах. Как показано ранее, развязку в этом случае определяют избирательности по поляризации и величина потерь в одном ретрансляторе на частоте помехи. Кроме того, следует учесть и наличие эффекта переноса в ограничителе мощности боковой, расположенной по одну сторону несущей, на боковую по другую ее сторону. Это вызывает уменьшение на 6 дБ отношения несущая/боковая на выходе ограничителя по сравнению с отношением несущая/помеха на его входе.

ОДНОЧАСТОТНАЯ ПОМЕХА

Следует заметить, что появление одночастотной помехи в радиостволе может быть обусловлено любыми причинами, описанными ранее, если мешающий сигнал содержит в своих боковых полосах одночастотные составляющие. В этом случае наличие помехи зависит от модуляции в мешающем стволе. Одинаково важны помехи как от несущей, так и от частот гетеродинов системы.

Внутриствольная помеха будет иметь характер одночастотной в том случае, когда индекс модуляции мешающего ствола мал или когда его несущая немодулирована. В любом случае помеха, прежде всего, будет представлять составляющую несущей частоты, имеющую большой уровень, и может рассматриваться как одночастотная помеха. Может показаться, что помеха от несущей одного и того же ствола не будет очень существенна, поскольку частоты обеих несущих равны. Однако частота любого сигнала никогда не равна своему номиналу, на самом деле всегда существует некоторое отличие в несколько мегагерц, так что помеха попадает в активную часть видеосигнала ствола, подвергаемого ее воздействию.

Если распределение частот выбрано правильно, такого рода помеха на радиочастоте оказывается слабой. Она может появиться, например, если случайные условия распространения создадут возможность для сверхдальнего приема от удаленного ретрансля-

тора в момент, когда ретранслятор, для которого появится помеха, подвергается средним замираниям. Более вероятно появление переходных помех на одной и той же станции на промежуточной частоте, поскольку в аппаратуре ретранслятора и оконечной аппаратуре существует много сигналов на частотах 70 и 74 МГц.

При расчете некоторых систем, например, ТН-3 задается требование, чтобы одночастотная помеха не превышала уровень —68 дБм0 в телефонном канале. Это требование приводит к тому, что необходимое отношение несущая/помеха должно лежать в пределах 60—100 дБ в зависимости от частотного сдвига. В ряде случаев, если один из интерферирующих сигналов генерируется источником с остаточной частотной модуляцией, допустимы более мягкие требования. Например, несущая оконечного ЧМ передатчика может иметь заметную низкочастотную модуляцию, вызванную дробовыми шумами или пульсациями источников питания, что приводит к дрожанию частоты. Следовательно, помеха от такой несущей не будет чистой синусоидой, а окажется размытой в некоторой узкой частотной области. Для абонента телефонного канала такая помеха будет проявляться как «невнятное бормотание» *(burble)* и окажется менее неприятной, чем одночастотный тон. Таким образом, для этого случая допускается снижение требований к одночастотной помехе на 10 дБ, так что субъективно эффекты бормотания и чистого тона примерно одинаковы.

Если помеха появляется регулярно вдоль трассы (например, на каждой ретрансляционной станции), важно определить, всегда ли помеха появляется в точности на одной и той же частоте видеодиапазона. Если это имеет место, то может возникнуть опасность систематического добавления (в фазе) помехи. Однако в большинстве случаев допустимые различия в частотах гетеродинов в ретрансляционных станциях оказываются достаточными для того, чтобы препятствовать систематическому добавлению, и поэтому помехи при многократном воздействии оказываются размытыми в некоторой области вблизи номинальной частоты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 19

1. **Ruthroff C. L.** «A Mechanism for Direct Adjacent Channel Interference», Proc. IRE, vol. 49 (June 1961), p. 1091.
2. **Kinzer J. P. and J. F. Laidig.** «Engineering Aspects of the TH Microwave Radio Relay System», Bell System Tech. J., vol. 40 (Nov. 1961), pp. 1485—1491.

20. ГЛАВА

Пример расчета радиорелейной системы

В настоящей главе материал, изложенный в предыдущих главах, используется для упрощенного расчета реальной системы. Естественно, что существует значительно бо́льшее количество аспектов, чем рассмотрено здесь, однако приведенные выкладки будут весьма полезными для «увязывания» всех положений, изложенных ранее.

При расчете системы приходится учитывать большое число факторов, поэтому прямая процедура расчета не всегда возможна. Разработчик должен создать систему, которая удовлетворяет целому ряду требований к качеству передачи сигнала, надежности; в то же время он должен стремиться к минимизации стоимости канала для самого удаленного абонента. Система должна быть разработана с учетом простоты обслуживания и, кроме того, выбранная конструкция должна обеспечивать развитие сети в реальные ограниченные по времени сроки. В ряде случаев допустимое время не провосходит нескольких месяцев, а иногда достигает нескольких лет. Единственного решения для всех этих проблем не существует. Не все соображения могут быть сведены к математическим расчетам, и многие проблемы следует решать с помощью законов логики и экспериментальных данных, полученных на основании предыдущих разработок.

Как и следует ожидать, начальная стадия проектирования заключается в расчете характеристик нескольких возможных вариантов систем. При этом весьма полезной оказывается экстраполяция предыдущих расчетов. Результаты этих расчетов можно использовать в качестве основы при дальнейшей работе.

20.1. ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМЕ

Система, которую предстоит проектировать, представляет собой новое оборудование линии дальней связи на 6 ГГц, предназначенное для использования на существующих линиях диапазона 4 ГГц. Некоторые предварительные требования к подобной системе:

1. Протяженность системы 6500 км со 150 интервалами.
2. Максимальное отношение шум/несущая должно быть 41 dBrnc0 в самом шумящем канале сигнала многоканальной телефонии при условии отсутствия замираний в часы максимальной загрузки и 55 dBrnc0 для одного интервала с замиранием 40 дБ. Требование 41 dBrnc0 на 3 дБ строже, чем в существующей системе ТН-1 : 44 dBrnc0;
3. Емкость СВЧ ствола должна быть определена в процессе расчета.
4. Используются рупорно-параболические антенны с необходимой фидерной системой на частоту 6 ГГц.

20.2. ПОРЯДОК РАСЧЕТА

В первую очередь необходимо выбрать план распределения частот. Диапазон 6 ГГц в настоящее время не является столь свободным, как это имело место раньше при проектировании системы ТН-1. Наличие большого числа радиоре-

лейных систем, использующих планы частот, производные от плана распределения частот для ТН-1, затрудняет выбор частотного распределения стволов новых систем для обеспечения совместимости занимаемых спектров. Частотное разнесение стволов в системе ТН-1 равно 29,7 МГц. Если в качестве отправной точки выбрать типовую девиацию частоты 4 МГц, как это сделано в других системах, то верхняя частота модуляции, в соответствии с правилом Карсона, равна $(29{,}7-8)/2 \approx 11$ МГц.

Однако другое правило, предупреждающее перекрытие боковых полос первого и второго порядков, является более жестким и требует несколько уменьшить верхнюю частоту модуляции: $29{,}7/3 \approx 9{,}9$ МГц. Эта частота сравнима с верхней частотой введенной 1800-канальной группы, равной 8,524 МГц, и поэтому подобная загрузка принимается для дальнейшего обсуждения.

Известно, что для системы TD-2 среднее значение потерь на интервале (с учетом антенно-фидерного тракта) в соответствии с выражением (15.9) равно 66 дБ. При переходе от 4 ГГц к 6 ГГц необходимо сделать поправку на увеличение потерь распространения и коэффициента усиления антенн, и если допустить некоторое увеличение потерь в волноводе, потери на интервале будут 63 дБ.

Следующим этапом расчета является распределение требований к шумам системы (41 dBrnc0) между большим числом источников шумов. Один из вариантов распределения шумов показан на рис. 20.1, где предполагается, что шумовые составляющие суммируются по мощности. На рис. 20.1 значком «+» отмечены

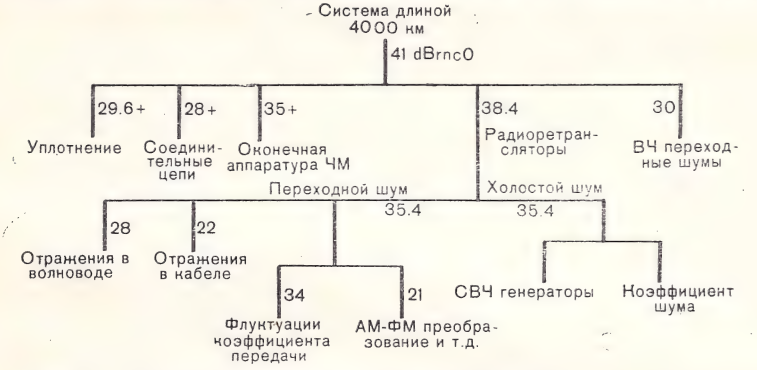


Рис. 20.1. Предварительное распределение шумов

цифры, характерные для существующей аппаратуры. Аналогично величина радиочастотных перекрестных помех заимствована из характеристик существующих систем. Остальные шумы поделены поровну между холостым шумом и шумом перекрестной модуляции, поскольку экспериментально показано, что в радиорелейных системах этим можно ограничиться.

Каждая из указанных шумовых характеристик оговорена для системы протяженностью 6500 км со 150 интервалами. Таким образом, необходимо распределить требования между отдельными составными частями такой системы. Если при предварительном распределении какое-либо требование окажется невыполненным, то распределение необходимо пересмотреть.

Требуемая величина холостого шума 35,4 dBrnc0 для 150 интервалов может быть преобразована с помощью (17.24) в отношение коэффициента шума к передаваемой мощности, приведенное к одному интервалу, следующим образом. Подставив $\Delta F = 4$ МГц, $f_1 = f_T = 8{,}524$ МГц [1]), $P_n = -174 + N_F$ [дБм/Гц] (N_F — коэффициент шума ретранслятора в децибелах) и $P_s = 27{,}6$ дБм0 (для загрузки 1800 каналами) в выражение (17.24), получим

$$35{,}4 - 10 \lg 150 > 27{,}6 + 20 \lg \frac{8{,}524}{4} + 10 \lg 6 \cdot 10^3 - 174 + N_F - P_c + 88$$

[1]) Верхний канал в радиорелейных системах является обычно самым шумящим.

или 27,6 дБм $\geqslant N_F - P_c$, где P_c — мощность на несущей частоте в приемнике, выраженная в децибелах, в точке, где измеряется коэффициент шума. Учитывая величину потерь на интервале 63 дБ, найдем соотношение между требуемой мощностью передатчика и коэффициентом шума: $35{,}4 < P_T - N_F$. Если улучшение от предыскажений в верхнем канале составляет 3,3 дБ, это соотношение изменится: $32{,}1 < P_T - N_F$.

Практическое значение коэффициента шума СВЧ ретранслятора лежит в пределах 7—12 дБ и выходная мощность передатчика, необходимая в этом случае, составляет +(39—44) дБм, что может быть обеспечено в настоящее время только при помощи усилителей на лампах бегущей волны. Для данного диапазона разработана ЛБВ с выходной мощностью +40,5 дБм. В процессе дальнейших разработок можно получить большую мощность, однако в этом нет необходимости, поскольку ретранслятор с коэффициентом шума 8,4 дБ для нормального сигнала вполне реализуем при современном уровне развития техники.

Шум, возникающий в результате замираний в 40 дБ на одном интервале, можно определить с помощью выражения (17.24) при увеличении потерь на интервале на 40 дБ, т. е. до 103 дБ, так что P_c оказывается равной 40,5—103= = —62,5 дБм. Выигрыш от предыскажений снова считаем равным 3,3 дБ. Отсюда получим уровень шума:

$$W_N \text{ (на одном интервале)} = 27{,}6 + 20 \lg \frac{8{,}524}{4} + 10 \lg (6 \cdot 10^8) - 174 + 8{,}4 +$$

$$+ 62{,}5 + 88 - 3{,}3 = 53{,}6 \text{ dBrnc0}.$$

Если этот шум прибавить к шуму оставшейся части системы, получим величину суммарного шума не хуже требуемой 55 dBrnc0.

Кроме того, следует отметить, что величина коэффициента шума 8,4 дБ, используемая в этом расчете, является несколько завышенной. При малых уровнях сигнала в реальных ретрансляторах общий коэффициент шума определяется усилителем перед приемным преобразователем, поскольку все остальные источники шума маскируются большим коэффициентом усиления УПЧ. Можно достичь в среднем уменьшения шума на 1 и даже на 2 дБ.

Следующим этапом является проверка возможности сбоя на интервале с замираниями. Это выполняется сравнением уровня несущей при замирании в 40 дБ с уровнем полного теплового шума, пересчитанного ко входу приемника в эффективной шумовой полосе 30 МГц: —62,5—[—174+84+10 lg $(30 \cdot 10^6)$]= = 28,3 дБ. Отношение сигнал/шум 28,3 дБ обеспечивает отсутствие сбоя, поскольку последний может произойти, когда величина отношения падает до 10—15 дБ.

В качестве первого приближения требованием к переходным шумам можно считать величину 12,2 dBrnc0 на интервал в предположении, что сложение производится по мощности. Затем методами анализа шумового спектра гл. 18 рассчитывают серии графиков и кривых для переходных шумов в верхнем канале вдоль линии в зависимости от величины искажений коэффициента передачи для семи видов искажений, приведенных в гл. 18. Эти кривые строят для характеристики предыскажений и параметров системы, используемых ранее. Затем производится последовательное сравнение требуемых переходных шумов с шумами при различных искажениях коэффициента передачи для определения пределов допустимых искажений в ретрансляторе.

Аналогичные процедуры выполняются для определения требований к отражениям в антеннах и волноводах к шумам преобразования АМ-ФМ и к другим источникам шумов. Определение требований к избирательности фильтров, используемых в системе, базируется в основном на методах оценки интерференционных помех, приведенных в гл. 19. На окончательные результаты расчета будут влиять и многие другие факторы, причем характер влияния аналогичен обсуждавшемуся ранее.

21. ГЛАВА

Введение к цифровому способу передачи сигналов[1)]

В предыдущих главах рассматривались системы передачи, в которых передаваемые по линии сигналы являлись непрерывными функциями сигнала сообщения. Было показано, как в соответствии с сообщением осуществляется непрерывное изменение амплитуды или фазы синусоидальной несущей. В цифровых системах передаваемые сигналы являются дискретными как во времени, так и по амплитуде. Сигналы, дискретные только во времени (например, сигналы с АИМ), и сигналы, дискретные только по амплитуде (сигналы данных факсимильного типа), нельзя рассматривать как цифровые сигналы, так как они не могут быть переданы по линейным трактам, оборудованным регенераторами. В простейшем случае в цифровых системах передачи в каждую единицу времени передается импульс или пробел (отсутствие импульса). Последовательность импульсов и пробелов можно рассматривать в виде ряда двоичных чисел, которые отображают аналоговые сигналы, преобразованные дискретизацией и кодированием по определенным правилам. Хотя генерация двоичных сигналов осуществляется наиболее простыми методами, при передаче по кабельным линиям обычно используются сигналы, состоящие более чем из двух символов. Наиболее распространенными являются троичные сигналы, состоящие из трех символов (т. е. положительный импульс, отрицательный импульс и отсутствие импульса), и четверичные сигналы, в которых используются импульсы с двумя различными амплитудами каждой полярности.

Преимуществом передачи сигнала в цифровой форме является высокая помехоустойчивость. Процесс аналого-цифрового преоб-

---

[1)] Для более детального изучения основ теории и техники систем связи с ИКМ рекомендуется книга В. Э. Гуревича, Ю. Г. Лопушняна и Г. В. Рабиновича «Импульсно-кодовая модуляция в многоканальной телефонной связи». М., «Связь», 1973. В частности, в ней приводится подробная библиография работ советских специалистов в области ИКМ систем, которая полностью отсутствует в данной книге.

Кроме того, рекомендуется книга К. В. Кэтермоула «Принципы импульсно-кодовой модуляции». Пер. с англ. Под ред. В. В. Маркова. М., «Связь», 1974. (Прим. ред.).

разования сопровождается возникновением в оконечном оборудовании шума квантования; величина последнего может быть установлена в требуемых пределах использованием необходимого количества символов на каждый дискрет. После преобразования аналоговой формы сигнала в цифровую дополнительное ухудшение качества сигнала будет пренебрежимо малым при условии правильного конструирования системы. Это определяется тем, что каждый регенератор, несмотря на наличие в линии шумов и различного рода помех, формирует и передает по линии новый сигнал, соответствующий принятому символу. Этот процесс, называемый регенерацией, определяет основное преимущество цифрового способа передачи сигналов. Высокая помехоустойчивость обеспечивается в результате увеличения требуемой полосы частот по сравнению с полосой частот исходного сигнала. Далее будет показано, что помехоустойчивость при использовании многих типов линий приводит к существенной экономии [1].

21.1. ОБРАБОТКА СИГНАЛА

Аналоговые сигналы, включая телефонные, преобразуются в цифровые по этапам, изображенным на рис. 21.1. Сначала сигнал, ограниченный по частоте с помощью ФНЧ, дискретизируется, как показано на рис. 21.1*б*. Полученные дискреты называются АИМ импульсами.

Хотя АИМ сигнал дискретен во времени, он не пригоден для передачи по цифровым линиям, поскольку он не дискретен по амплитуде. Следующим этапом является аналого-цифровое преобразование, осуществляемое кодером. Кодер преобразует каждый АИМ дискрет в двоичное число, называемое кодовой комбинацией (рис. 21.1*в*). (Число используемых двоичных символов и правила преобразования дискретов влияют на правильность воспроизведения сигналов).

Полученные на выходе кодера двоичные символы затем преобразуются в троичный или многоуровневый цифровой сигнал, приемлемый для цифрового оборудования (рис. 21.1*г*).

В приемной части оконечного оборудования двоичные символы восстанавливают, затем кодовые комбинации декодируют с помощью цифро-аналогового преобразователя; полученный сигнал имеет форму АИМ сигнала (рис. 21.1*е*). Для получения первоначального сигнала эти импульсы пропускают через соответствующий фильтр. Так как число кодовых комбинаций на выходе кодера ограничено, то декодированные АИМ дискреты могут иметь ограниченное число дискретных амплитуд; вследствие этого восстановленный сигнал может несколько отличаться от первоначального. Разность между указанными сигналами называется шумом квантования. Величина шума квантования определяет ухудшение качества сигнала, передаваемого цифровым способом.

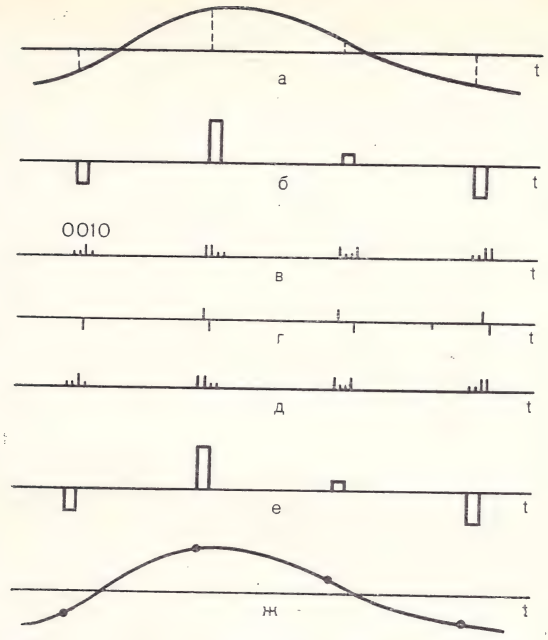


Рис. 21.1. Этапы обработки сигнала при цифровом способе передачи:
а — телефонный сигнал с ограниченным спектром частот; *б* — АИМ импульсы; *в* — кодовые комбинации; *г* — передаваемые троичные символы; *д* — восстановленные двоичные символы; *е* — декодированные АИМ импульсы; *ж* — форма сигнала, восстановленного в приемном устройстве

21.2. ИЕРАРХИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ

В дополнение к дискретной природе сигналов и использованию регенераторов цифровой способ передачи сигналов характеризуется также использованием группообразования с временным делением. Объединение сигналов в цифровой форме позволяет осуществлять стыковку цифрового оборудования с различными скоростями передачи. Иерархия цифровых систем, представленная на рис. 21.2, образует основу цифровой сети [2].

Стыковка цифровой и аналоговой систем осуществляется с помощью цифрового оконечного оборудования, преобразующего входящие аналоговые сигналы в цифровые. Оконечное оборудование, объединяющее сигналы нескольких каналов для передачи по одному цифровому тракту, называется цифровыми канальными блоками. С помощью цифрового оборудования группообразования осуществляется стык между цифровым оборудованием, работающим с различными скоростями передачи. Оборудование группооб-

разования объединяет цифровые сигналы одного и того же уровня иерархии, приходящие по нескольким линиям, в единую импульсную последовательность, подходящую для использования в обо-

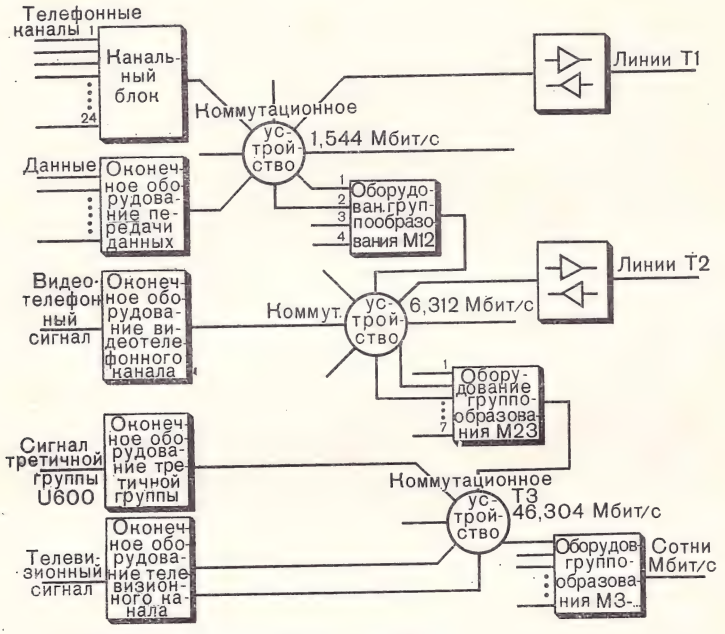


Рис. 21.2. Иерархия цифровых систем

рудовании следующего, более высокого уровня иерархии. Приведем более детальное описание различных частей иерархии цифровых систем.

КАНАЛЬНЫЕ БЛОКИ

Цифровые канальные блоки объединяют несколько телефонных сигналов и затем кодируют их, преобразуя в цифровую форму. Входящий телефонный сигнал поступает на передающую часть канального блока (рис. 21.3). Сигнал проходит через ФНЧ, ограничивающий полосу частот сигнала частотой, меньшей половины частоты дискретизации. Затем сигнал дискретизируется с частотой 8 кГц. Дискреты от многих телефонных каналов поступают на общую шину. Так как канальные ключи работают последовательно, то напряжение на общей шине представляет собой совокупность АИМ дискретов с временным разделением (рис. 21.4). Полученное на общей шине напряжение обрабатывается кодером, который предоставляется поочередно всем каналам для генерации кодовых комбинаций с ИКМ.

Для подачи этого цифрового сигнала в линию требуется его дополнительная цифровая обработка. Во-первых, к выходному сиг-

налу кодера добавляется информация сигнализации для каждого входящего телефонного канала. Далее добавляется информация цикловой синхронизации, необходимая для обеспечения правиль-

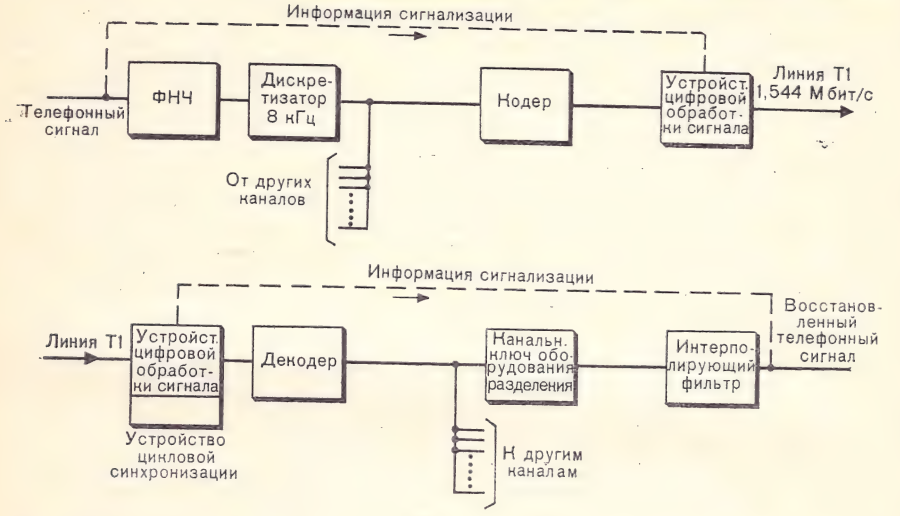


Рис. 21.3. Структурные схемы передающей (верхний рис.) и приемной (нижний рис.) частей канального блока

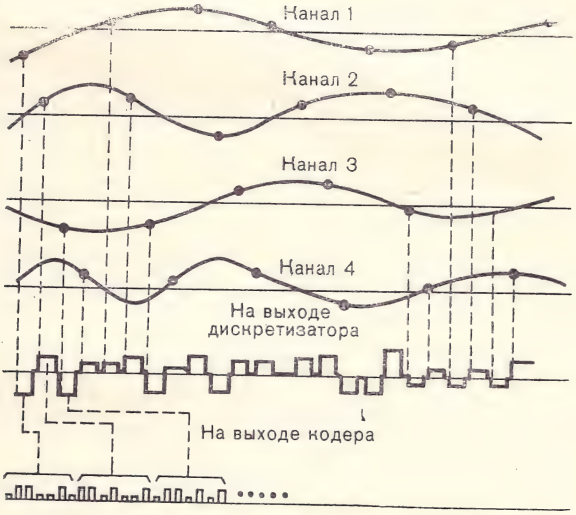


Рис. 21.4. Форма сигналов в канальном блоке

ного распределения по каналам кодовых комбинаций на приеме. Наконец, двоичные сигналы преобразуются в форму, пригодную для передачи по цифровым линиям.

Канальный блок D1 [3] преобразует 24 телефонных сигнала в цифровые. Каждый телефонный сигнал кодируется в семиразрядную кодовую комбинацию. Затем к каждой кодовой комбинации добавляется символ сигнализации, выделенный для передачи информации сигнализации данного канала. В заключение добавляется символ цикловой синхронизации; полученный в результате указанных операций формат цикла представлен на рис. 21.5. Та-

Рис. 21.5. Формат цикла канального блока D1

ким образом, общее число символов за период частоты дискретизации составляет $(7+1)\cdot 24+1=193$. Блок из 193 символов называется циклом. Поскольку циклы повторяются 8000 раз в секунду, требуемая пропускная способность составляет 1,544 Мбит/с.

В приемной части канального блока производятся обратные операции. Сначала цифровой сигнал, поступающий с цифровой линии, преобразуется в двоичный. Устройство синхронизации осуществляет поиск и выделение циклового синхросигнала, с помощью которого тактовые частоты местного генератора хронирующих импульсов и входной импульсной последовательности синхронизируются. Символы сигнализации распределяются по соответствующим каналам, а кодовые комбинации ИКМ подаются на декодер. На выходе декодера формируется серия квантованных АИМ импульсов, которые соответственно распределяются по каналам, содержащим фильтры с требуемыми характеристиками. Восстановленный с помощью фильтра аналоговый сигнал передается по приемной низкочастотной линии.

ОДНОКАНАЛЬНОЕ ОКОНЕЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Когда полоса частот подлежащего передаче сигнала такова, что после его преобразования в цифровую форму он требует использования всей пропускной способности цифрового тракта, предусматривается одноканальное оконечное оборудование.

Оконечное оборудование третичной группы ЧД и телевидения. Примерами таких сигналов, которые идентичны в смысле аналого-цифрового преобразования, являются сигнал третичной группы с частотным разделением каналов (ЧД) и сигнал коммерческого телевидения. Оконечное оборудование третичной группы ЧД позволяет обрабатывать цифровыми способами многоканальный сигнал с частотным разделением каналов без преобразования сигналов всех каналов в сигналы тональных час-

тот. Это особенно важно, так как сигналы третичных групп ЧД предполагается передавать как по аналоговым, так и по цифровым трактам.

На рис. 21.6 представлена структурная схема оконечного оборудования третичной группы ЧД и телевидения. Устройство обра-

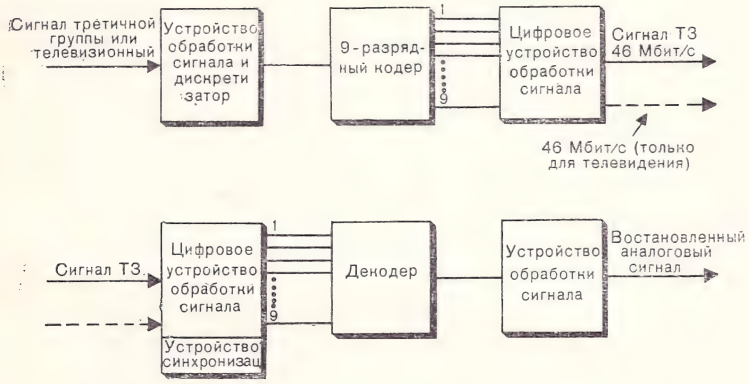


Рис. 21.6. Структурные схемы передающей (верхний рис.) и приемной (нижний рис.) частей оконечного оборудования третичной группы ЧД и телевидения

ботки сигнала сдвигает частоты сигнала третичной группы ЧД и восстанавливает постоянную составляющую телевизионного сигнала. Третичная группа ЧД занимает спектр частот от 564 до 3084 кГц. После сдвига этой полосы частот сигнал может быть дискретизирован с частотой около 5,1 МГц. Дискретизация телевизионных сигналов осуществляется с частотой, равной удвоенной частоте дискретизации сигнала третичной группы ЧД, т. е. приблизительно 10,2 МГц.

Для обеспечения необходимого качества передачи сигналы третичной группы ЧД и телевидения должны кодироваться девятиразрядным кодом. Следовательно, скорость передачи на выходе кодера составляет около 46 Мбит/с для сигнала третичной группы ЧД и около 92 Мбит/с для телевизионного сигнала.

Цифровое устройство обработки сигнала имеет тройное назначение. Оно преобразует выходной цифровой сигнал кодера, имеющий параллельную форму, в сигнал последовательного вида, вводит информацию цикловой синхронизации и преобразует последовательный двоичный сигнал в сигнал, удобный для передачи по линейному тракту. Телевизионное оконечное оборудование, кроме того, должно разделить сигнал со скоростью передачи 92 Мбит/с на два со скоростью передачи 46 Мбит/с каждый, так как в иерархии цифровых систем предусматривается скорость передачи только 46 Мбит/с.

Приемная часть оконечного оборудования выполняет функции, обратные функциям передающей части.

Оконечное оборудование видеотелефонного канала. Видеосигнал системы ПИКЧЕРФОН[1] желательно кодировать таким образом, чтобы скорость передачи полученного цифрового сигнала не превышала пропускную способность системы Т2, равную 6,312 Мбит/с; это требование определяется экономическими соображениями. Для получения необходимого качества воспроизведения деталей и контрастности изображения могут быть использованы некоторые специфические характеристики сигнала и субъективный эффект восприятия движущихся изображений.

На участке растра с преобладанием мелких деталей, в частности, при передаче простого фона, глаз чувствителен к резким ошибкам в сигнале яркости и нечувствителен к постепенному увеличению этих ошибок. На участке растра с изображением крупных деталей глаз нечувствителен к ошибкам яркости, а чувствителен к ошибке в положении краев детали или к их дрожанию. Указанные характеристики сигнала и субъективность восприятия изображения наводят на мысль об использовании дифференциальной импульсно-кодовой модуляции, что позволяет уменьшить требуемую пропускную способность цифрового тракта. При таком методе модуляции кодируется разность между предыдущим и последующим дискретами. Поскольку ожидается, что разности будут меньше самих дискретов, то для кодирования потребуется меньшее число разрядов. Предполагается также, что разность между рассматриваемым дискретом и соответствующим дискретом в следующем цикле будет еще меньше. Однако использование корреляции между циклами требует наличия устройств памяти для запоминания всего изображения.

ОКОНЕЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Все увеличивающуюся часть траффика составляют сигналы, отличные от телефонных. Большинство из них составляют сигналы данных, представляющих собой двоичные сигналы со случайным распределением моментов перехода от одного уровня к другому. Функция оконечного оборудования передачи данных состоит в том, чтобы принимать серию периодических или непериодических сигналов данных и преобразовывать их в синхронную последовательность импульсов, пригодную для дальнейшей обработки цифровым способом. Скорости существующих в настоящее время абонентских устройств передачи данных составляют лишь часть пропускной способности цифровых линий; поэтому оконечное оборудование передачи данных рассчитывается на передачу нескольких сигналов данных. В некоторых случаях в одном и том же цифровом потоке объединяются сигналы данных и телефонные сигналы.

Сигналы данных могут быть дискретизированы непосредственно; однако для обеспечения точности передачи момента перехода

[1] Система видеотелефона, разработанная фирмой «Bell Telephone Labs». (Прим. ред.).

частота дискретизации должна быть достаточно высокой, в результате чего необходимая скорость передачи получается чрезмерно высокой, особенно для сигнала с редкими переходами. Более эффективным является метод, при котором кодируются моменты переходов [4]. Типовой формат при кодировании сигнала данных представлен на рис. 21.7. При отсутствии перехода передается

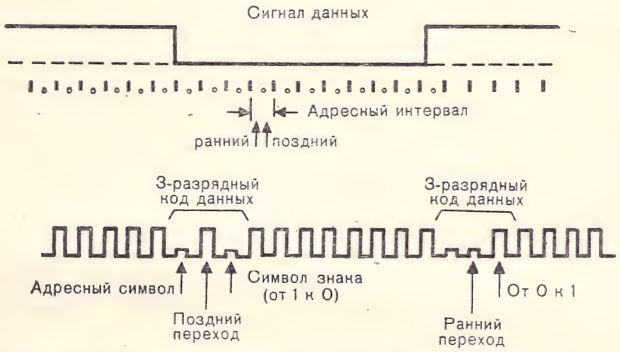


Рис. 21.7. Формат при кодировании сигналов данных

сигнал, состоящий из одних единиц. Первый нуль, называемый *адресным символом,* указывает на наличие перехода. За адресным символом следует *кодовый символ,* указывающий, в какой половине адресного временного интервала переход (ранний или поздний) имеет место в действительности. В этом случае ошибка времени квантования по сравнению с ошибкой для метода непосредственной дискретизации уменьшается вдвое. Последний символ в комбинации является символом *знака,* указывающим на знак перехода — от нуля к единице или наоборот. Очевидно, что адресный символ, указывающий на наличие изменения состояния, обеспечивает достаточную информацию. Однако символ знака позволяет устранить неопределенность при наличии ошибок в линейном тракте, обеспечивает некоторую защиту от ошибок и ограничивает размножение ошибок.

Рассмотренный способ передачи данных требует не менее трех символов на каждый переход или символ сигнала данных. Поэтому сигнал данных со скоростью передачи 50 кбит/с замещает три цифровых телефонных канала со скоростью передачи 64 кбит/с каждый; сигнал данных со скоростью 250 кбит/с замещает 12 телефонных сигналов. Но даже при коэффициенте полезного действия, равном 1/3, рассмотренные блоки передачи данных более эффективны, чем соответствующие блоки аналоговых систем, которые требуют для передачи данных со скоростью 250 кбит/с занятия всей 60-канальной группы ЧД. Более того, может быть разработано оборудование передачи данных, работающее с коэффициентом полезного действия более 90%.

ОБОРУДОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ГРУППООБРАЗОВАНИЯ

Как уже отмечалось ранее, оборудование цифрового группообразования объединяет сигналы нескольких цифровых линий методом чередования символов. Хотя цифровые сигналы одного уровня иерархии имеют одну и ту же номинальную скорость передачи, они не являются абсолютно синхронными. Оборудование группообразования синхронизирует скорости всех сигналов, объединяет эти сигналы с использованием принципа временного разделения и приводит результирующий сигнал к форме, удобной для использования в следующем уровне иерархии.

РЕГЕНЕРАТОРЫ

Регенераторы размещаются на цифровой линии через определенные расстояния и служат для восстановления цифрового сигнала, что позволяет устранить воздействие шума и искажений на передаваемый сигнал. Структурная схема регенератора состоит из трех функциональных частей: усилителя-выравнивателя, хронирующей схемы и собственно регенератора (рис. 21.8). Усили-

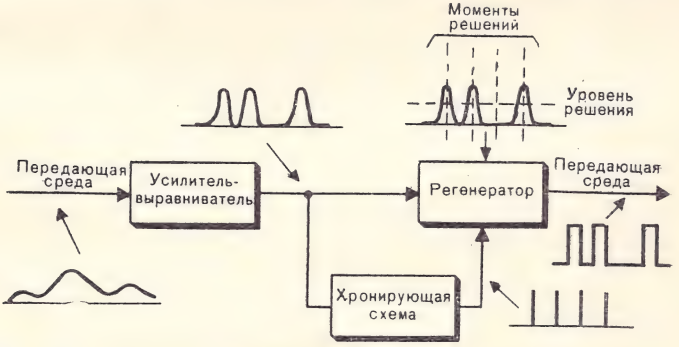


Рис. 21.8. Структурная схема регенератора

тель-выравниватель корректирует форму входящего сигнала и увеличивает его мощность до величины, при которой схема регенератора может осуществить функцию решения относительно наличия импульса или пробела. Хронирующая схема обеспечивает регенерирующую схему соответствующей хронирующей информацией, что позволяет свести к минимуму возможность появления ошибки. Регенераторы размещают по длине линии, исходя из обеспечения соответствующего отношения сигнал/шум для безошибочной работы тракта.

21.3. ПРЕИМУЩЕСТВА И НЕДОСТАТКИ ЦИФРОВОГО СПОСОБА ПЕРЕДАЧИ

Важным свойством цифрового способа передачи является отделение шумов, возникающих в оконечном оборудовании, от шумов линии. Шум квантования, возникающий в оконечном оборудова-

нии, является неизбежным, однако его можно сделать достаточно малым соответствующим выбором характеристики *кодека* (кодера-декодера). Вследствие преимущества, обеспечиваемого процессом регенерации, шум линии оказывает незначительное воздействие на качество передачи сигнала. Регенераторы конструируют таким образом, что редкие ошибки, вызываемые шумом линии, не оказывают заметного влияния на характеристики оконечного оборудования.

Отношение сигнал/шум квантования, выраженное в децибелах, возрастает пропорционально числу символов, приходящихся на дискрет, и, следовательно, пропорционально ширине используемой полосы частот. По сравнению с частотной модуляцией, где отношение сигнал/шум в децибелах пропорционально только логарифму ширины полосы частот, указанное линейное соотношение при оценке системы является более эффективным.

Несмотря на необходимость использования широкой полосы частот цифровой способ передачи часто позволяет лучше использовать среду с повышенным шумом. Это объясняется тем, что при цифровом способе передачи требуется более низкое отношение сигнал/шум линии по сравнению с аналоговым способом. В городских телефонных кабелях, состоящих из плотно прилегающих скрученных пар, где ограничивающим фактором является взаимное влияние, цифровой способ передачи может обеспечить большее число каналов и с меньшей стоимостью, чем аналоговый. В перегруженной радиосреде цифровой способ может допустить бóльшую величину внешних помех.

В связи с ростом быстродействия электронных приборов появилась возможность разработки схем, обслуживающих большее число каналов; в этом случае стоимость оконечного оборудования уменьшается. Таким образом, оборудование временного группообразования более экономично, чем оборудование с частотным уплотнением. Кроме того, все сигналы, преобразованные в цифровые, обрабатываются одинаково. Это позволяет избежать влияния фазовых искажений и происходящего в результате этого увеличения шума, характеризующих краевой эффект полосы частот в системах с частотным разделением каналов. В действительности, поскольку процесс группообразования цифровых сигналов не ухудшает их форму, цифровая сеть является более гибкой. На устройство оборудования не влияют число операций по объединению—разделению цифровых сигналов или временные позиции, занимаемые цифровыми сигналами. В цифровых системах значительно упрощается проблема распределения затухания на различных участках телефонной сети. В будущем коммутация может быть также цифровой, в результате чего будет устранено затухание, вносимое коммутационным оборудованием.

При преобразовании всех сигналов, включая телефонные сигналы, сигналы данных и видеосигналы, в цифровые имеется возможность объединения любых сигналов в общем оборудовании. Можно предположить, что эта гибкость сделает цифровые системы

более распространенными, чем аналоговые. Кроме того, ввод сигналов данных и видеосигналов в аналоговое оборудование обычно приводит к уменьшению его пропускной способности по сравнению с цифровым оборудованием.

Однако несмотря на то что цифровые системы передачи обладают рядом преимуществ по сравнению с аналоговыми, их развитие сталкивается с некоторыми неблагоприятными факторами. Один из них заключается в том, что цифровые системы должны внедряться на уже существующей телефонной сети, которая является преимущественно аналоговой. В связи с этим цифровые системы должны иметь в своем составе оборудование, позволяющее преобразовывать в цифровую форму многоканальные сигналы систем с частотным делением каналов. В передающих средах с малыми шумами и помехами, например, в коаксиальных кабелях, высокая помехоустойчивость цифровых систем не является существенным преимуществом, и аналоговые системы могут обеспечить большую пропускную способность по числу телефонных каналов. Цифровая передача по этим средам будет привлекательна, по-видимому, в том случае, когда она получит распространение на других средах или когда объем передачи сигналов данных и видеосигналов станет значительным.

Устройства, используемые в цифровых системах, оцениваются по скорости работы в противоположность устройствам аналоговых систем, которые оцениваются по линейности. Сравнительный прогресс цифровых и аналоговых систем будет зависеть от того, в какой области — скорости коммутации или линейности — будут достигнуты большие усовершенствования. Принципы цифрового способа передачи информации известны давно [5, 6], однако их практическое воплощение задерживалось ввиду того, что схемы на электронных лампах не позволяли производить необходимую, достаточно сложную обработку сигнала [7]. С развитием полупроводниковых приборов и схем цифровой способ передачи информации стал не только возможным, но и более экономичным во многих применениях [8].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 22

1. **Oliver B. M., J. R. Pierce** and **C. E. Shannon.** «Philosophy of PCM», Proc. IRE, vol. 36 (Nov. 1948), pp. 1324—1331.
2. **Hoth D. F.** «Digital Communications», Bell Laboratories Record, vol. 45 (Feb. 1967), pp. 38—43.
3. **Fultz K. E.** and **D. B. Penick.** «T1 Carrier System», Bell System Tech. J., vol. 44 (Sept. 1965), pp. 1405—1451.
4. **Travis L. F.** and **R. E. Yaeger.** «Wideband Data on T1 Carrier», Bell System Tech. J., vol. 44 (Oct. 1965), pp. 1567—1604.
5. **Rainey P. M.** «Facsimile Telegraph System», U. S. Patent 1608527, assigned to Western Electric Company Nov. 30, 1926.
6. **Reeves A. H.** «Electric Signaling System», U. S. Patent 2272070, assigned to International Standard Electric Corporation Feb. 3, 1942; also French Patent 852,183, Ost. 23, 1939.
7. **Black H. S.** and **J. O. Edson.** «Pulse Code Modulation», Trans. AIEE, vol. 66 (1947), pp. 895—899.
8. **Boxall F. S.** «New PCM Exchange Carrier System», Proc. Nat. Electron. Conf., vol. 21 (1965), pp. 355—360.

22. ГЛАВА

Цифровое оконечное оборудование

Цифровое оконечное оборудование преобразует аналоговые сигналы в сигналы, пригодные для передачи по цифровым устройствам. Выходные сигналы оконечного оборудования при одной и той же скорости передачи могут быть одинаково использованы как для подачи на цифровые устройства, так и для последующего цифрового группообразования. Различные типы оконечного оборудования описаны в гл. 21. В настоящей главе рассматриваются подробная теория работы и практическая реализация большинства функций цифрового оконечного оборудования. Указанными функциями являются дискретизация, кодирование и цикловая синхронизация.

22.1. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ

Основополагающей концепцией цифрового способа передачи является представление сигнала с ограниченным спектром частот с помощью дискретов во времени. Приведем доказательство теоремы дискретизации, предварительно изложенной в гл. 2, и обсуждение детальной реализации процесса дискретизации.

ТЕОРЕМА ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Если сигнал с ограниченным спектром частот дискретизируется через регулярные интервалы со скоростью, по крайней мере, вдвое превышающей наивысшую частоту сигнала, то дискреты содержат всю информацию, заключенную в исходном сигнале [1, 2, 3]. Сигнал $g(t)$ считается ограниченным по частоте, если за пределами определенного интервала отсутствует преобразование Фурье. Следовательно, $g(t)$ можно представить в виде

$$g(t) = \int_{-1/2T}^{1/2T} G(f)\, e^{i\,\pi f t}\, df, \qquad (22.1)$$

где $G(f)=0$ для $|f|>1/2T$; $1/2T$ — полоса частот, Гц.

Так как $G(f)$ необходимо определить только в интервале между $-1/2T$ и $1/2T$, то в пределах этого интервала его можно представить в виде рядов Фурье

$$G(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{i2n\pi fT}, \quad |f| < 1/2T, \tag{22.2}$$

где коэффициенты определяются выражением

$$C_n = T \int_{-1/2T}^{1/2T} G(f) e^{-i2n\pi fT} df. \tag{22.3}$$

Сравнивая полученное выражение с ур-нием (22.1), находим, что с точностью до постоянного множителя величина C_n представляет собой значение $g(t)$ в дискретных точках, или

$$C_n = Tg(-nT). \tag{22.4}$$

Таким образом, C_n — дискреты сигнала $g(t)$, взятые с удвоенной наивысшей частотой исходной полосы, определяют $G(f)$, а следовательно, и $g(t)$. Подставляя ур-ние (22.4) в ур-ние (22.2) и далее в ур-ние (22.1), получаем

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT) \frac{\sin(\pi/T)(t-nT)}{(\pi/T)(t-nT)}. \tag{22.5}$$

Из этого уравнения можно видеть, каким образом из дискретов может быть восстановлен первоначальный сигнал при использовании в качестве функции интерполяции семейства импульсных реакций $h(t)$ идеального ФНЧ с усилением T и полосой частот $1/2T$:

$$h(t) = \left(\sin \frac{\pi}{T} t\right) \Big/ \left(\frac{\pi}{T} t\right). \tag{22.6}$$

На практике идеальный ФНЧ и дискретизация импульсами с нулевой длительностью могут быть реализованы только с некоторым приближением. Следствием этого являются искажения из-за перекрытия боковых полос частот и апертурные искажения.

При изучении этих эффектов дискретизацию удобно представить как процесс модуляции функции сообщения и импульсной последовательности, описанный в гл. 2. Если сигнал ограничивается с помощью реального ФНЧ, он обязательно содержит какие-то высокочастотные составляющие. Результирующий спектр после дискретизации, представленный на рис. 22.1, будет иметь область, перекрываемую основной и первой боковой полосами частот. Восстановление сигнала из этого спектра осуществляется с помощью другого реального ФНЧ, подавляющего бóльшую часть ненужной боковой полосы частот, при этом часть сигналов, возникающих вследствие перекрытия боковых полос, попадает в канал в области верхнего края диапазона частот. Указанный нежелательный сигнал коррелирован с полезным сигналом; искажения

описанного типа называются искажениями вследствие перекрытия боковых полос частот. Как и при АМ, физические ограничения характеристик фильтра приводят к необходимости введения за-

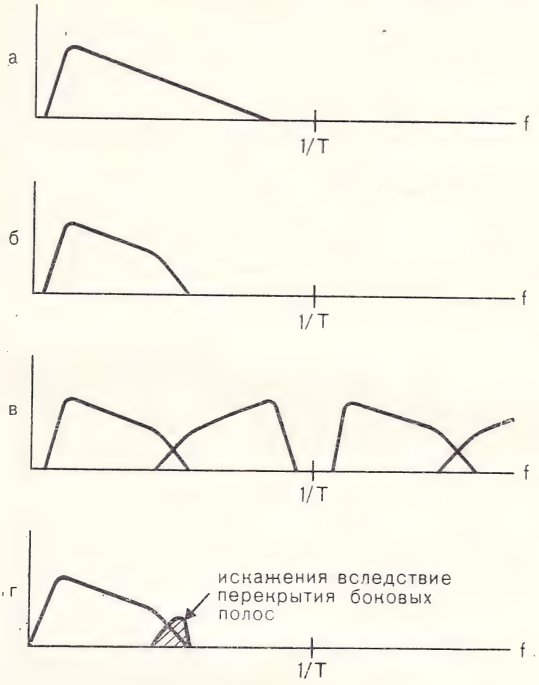


Рис. 22.1. Искажения вследствие перекрытия боковых полос при недостаточной фильтрации:
а — исходный спектр сигнала; *б* — спектр сигнала на выходе ФНЧ; *в* — спектр сигнала после дискретизации; *г* — спектр сигнала на выходе приемного фильтра

щитной полосы частот вблизи половины частоты дискретизации для того, чтобы искажения из-за перекрытия боковых полос не превышали допустимых. Например, при частоте дискретизации 8 кГц практически используемая полоса частот составляет 3,5 кГц.

В результате дискретизации сигнала импульсами конечной длительности и последующего восстановления сигнала из АИМ импульсов с конечной длительностью возникают частотные искажения. При дискретизации импульсами конечной длительности реальные дискреты сигнала имеют вид, представленный на рис. 22.2. В ряде разработок оконечного оборудования площадь этих реальных дискретов используется в качестве базиса для кодирования. Это эквивалентно прохождению указанных реальных дискретов через фильтр с импульсной характеристикой в виде прямоугольного импульса и последующей импульсной дискретизации сигнала

на выходе фильтра. Такой фильтр «свертывает» первоначальный спектр в соответствии с выражением $(\sin x)/(x)$. Аналогичный эффект имеет место в случае, когда сигнал на входе приемного восстанавливающего фильтра представляет собой не последовательность импульсов, пропорциональных амплитудам дискретов,

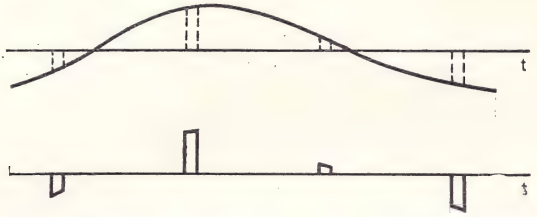


Рис. 22.2. Дискретизация при конечной длительности импульсов:
верхний рис.— форма сигнала; нижний рис.— реальные дискреты

а последовательность импульсов конечной ширины. Перекрытие спектров в этих двух случаях называется апертурным эффектом и может быть компенсировано с помощью линейных фильтров.

Например, при длительности импульса дискретизации τ преобразование Фурье имеет вид

$$G(f) = \tau(\sin \pi f \tau)/\pi f \tau.$$

Характеристика фильтра на частоте Найквиста $1/2T$, нормализованная по отношению к ее значению на нулевой частоте, имеет значение

$$[\sin(\pi/2)(\tau/T)]/(\pi/2)(\tau/T),$$

где τ/T — коэффициент заполнения импульсов дискретизации.

Апертурный эффект становится незначительным при коэффициенте заполнения менее 10%.

В некоторых разработках оконечного оборудования осуществляется непосредственное кодирование реальных дискретов. Из-за изменения амплитуды импульса в течение процесса кодирования кодовые комбинации получаются неопределенными, вследствие чего появляется дополнительный шум.

РЕЗОНАНСНЫЙ ПЕРЕЗАРЯД

Энергия сигнала, получаемого в результате дискретизации напряжения или тока, пропорциональна коэффициенту заполнения импульсов дискретизации, используемых для управления ключом дискретизатора. Поскольку длительность дискрета приближается к нулю, то передаваемая энергия является также весьма малой. Метод дискретизации, называемый резонансным перезарядом, позволяет снизить потери описанного вида [4, 5]. Упрощенная схема дискретизации с резонансным перезарядом представлена на рис. 22.3. Предполагается, что *ФНЧ* оканчивается емкостью *C*.

При замкнутом ключе индуктивность L, емкость C и накопительная емкость $C_н$ (обычно равная емкости C) образуют последовательный резонансный контур. Если емкость C имеет первоначальный заряд, а емкость $C_н$ разряжена, то форма тока и напряжения в цепи при замыкании ключа S_1 имеет вид, представлен-

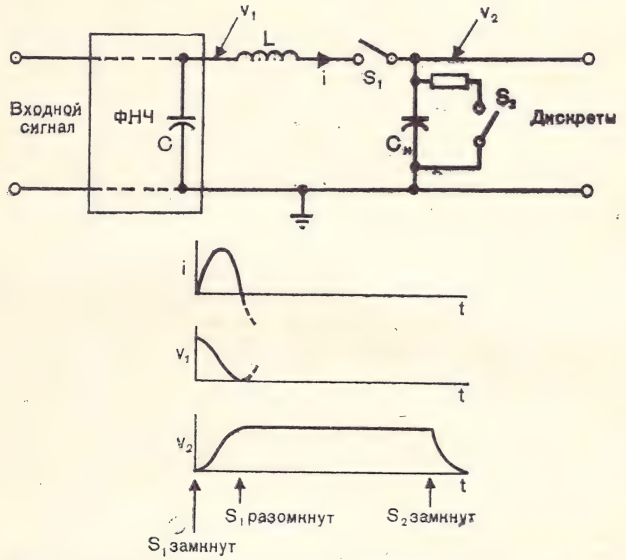


Рис. 22.3. Дискретизация с резонансным перезарядом

ный на рис. 22.3*б*. К моменту перехода тока через нуль весь заряд емкости C передается емкости $C_н$. В этот момент ключ размыкается и напряжение на емкости $C_н$ остается практически постоянным; это напряжение и используется для кодирования. Резонансная частота контура определяется коэффициентом заполнения импульсов, управляющих ключом, который может быть сделан достаточно малым (обычно порядка одного-двух процентов). Схема отличается весьма малой потерей энергии; последняя определяется паразитными сопротивлениями элементов схемы и ключа. К моменту прихода следующего дискрета емкость $C_н$ должна быть разряжена; разряд осуществляется с помощью разрядного ключа S_2.

22.2. КОДИРОВАНИЕ

В процессе дискретизации непрерывный сигнал преобразуется в сигнал, дискретный во времени. Цифровой способ передачи предусматривает необходимость дискретизации сигнала и по амплитуде с тем, чтобы его можно было представить конечным числом символов. Указанное преобразование сигнала составляет суть процесса кодирования. В процессе кодирования за каждым АИМ дискретом закрепляется определенная кодовая комбинация; уст-

ройство, с помощью которого осуществляется кодирование, называется кодером. Поскольку число возможных кодовых комбинаций является конечным, то каждая кодовая комбинация соответствует не одному значению амплитуды, а некоторому небольшому диапазону амплитуд; в результате декодирования на приемном конце указанный диапазон амплитуд будет представлен одним определенным значением амплитуды.

КВАНТОВАНИЕ

Возникающие в процессе квантования ошибки могут быть представлены графически с помощью суммарной переходной характеристики кодера и декодера (рис. 22.4*а*). Это характеристика линейного кодека. Кодек называется линейным, так как входной диапазон амплитуд разделен на N шагов равной величины s и выходные уровни также расположены равномерно. Разность между ступенчатой характеристикой и прямой линией, характеризующей передачу без искажений, представляет собой характеристику ошибок; указанная характеристика в функции от амплитуды входного сигнала представлена на рис. 22.4*б*. Если известно распределение амплитуд входных дискретов, то среднеквадратическая величина ожидаемой ошибки может быть вычислена интегрированием характеристики ошибок в пределах распределения амплитуд:

$$\overline{e^2} = \sum_{j=1}^{N} \int_{y_j}^{y_{j+1}} (\overline{y} - y_j)^2 \, p(y)\, dy + \int_{-\infty}^{y_1} (\overline{y} - y_1)^2 \, p(y)\, dy + \\ + \int_{y_{N+1}}^{\infty} (y - \overline{y}_N)^2 \, p(y)\, dy, \qquad (22.7)$$

где интервалы от y_j до y_{j+1} имеют длину s, каждый интервал квантуется в его средней точке $\overline{y}_j = \frac{1}{2}(y_j + y_{j+1})$ и $p(y)$ представляет собой функцию плотности вероятности входного сигнала. Последние два интеграла выражения (22.7) характеризуют перегрузку и учитывают ошибку, возникающую при превышении сигналом границ кодируемого диапазона. Ошибка перегрузки для входного синусоидального сигнала с уровнями, лежащими ниже уровня полной загрузки, равна нулю. При малой длине интервала s величину $p(y)$ в пределах этого интервала можно считать линейной; она может быть заменена постоянной величиной p_j, равной средней плотности вероятности в интервале от y_j до y_{j+1}. Более того, характеристика ошибок одинакова для всех интервалов; тогда при отсутствии перегрузки выражение (22.7) можно привести к виду

$$\overline{e^2} = \sum_{i=1}^{N} \frac{(y_{j+1} - y_j)^2}{12} (y_{j+1} - y_j)\, p_j = \frac{s^2}{12}, \qquad (22.8)$$

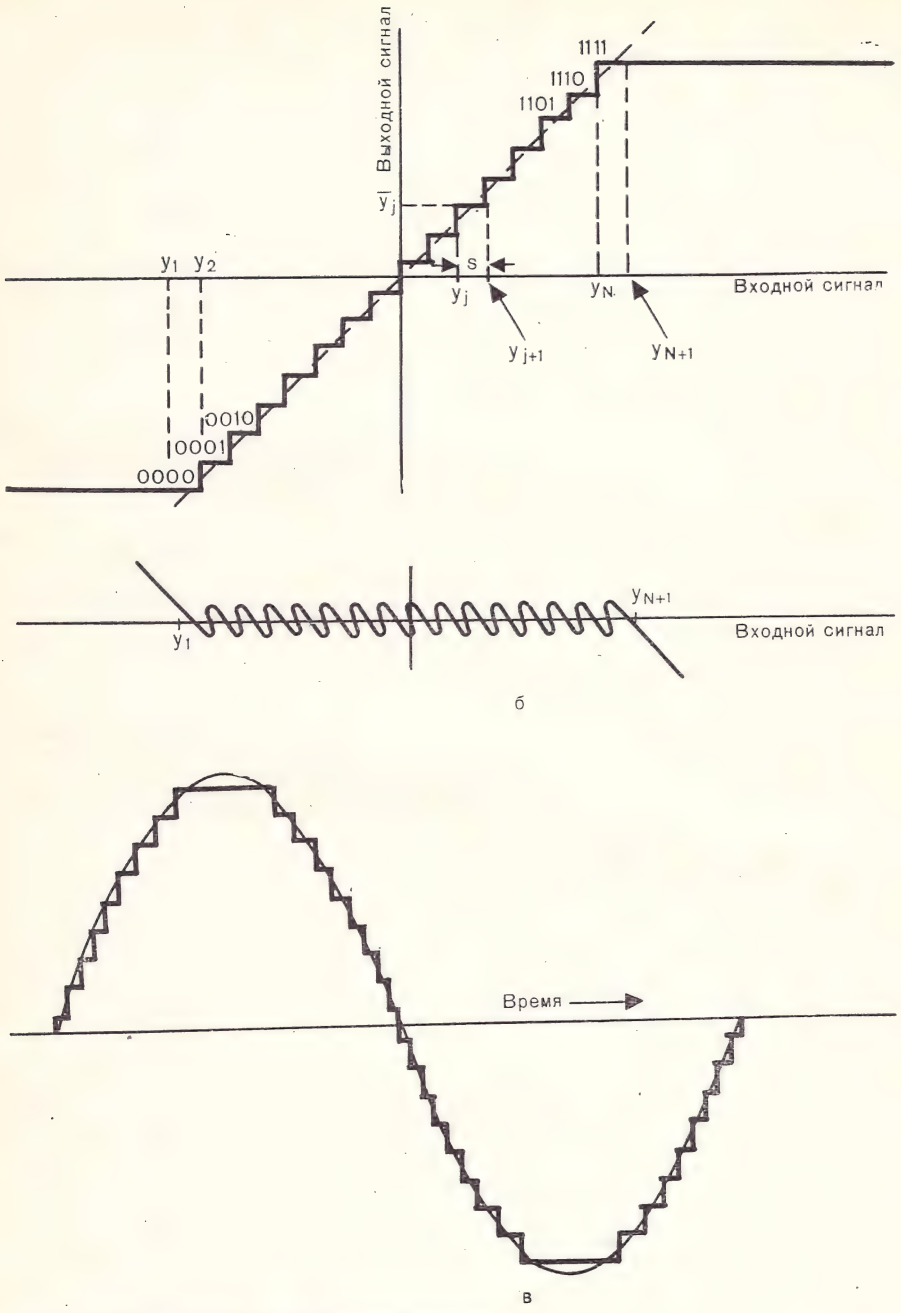


Рис. 22.4. Характеристики линейного кодека:
а — переходная характеристика линейного кодека; *б* — характеристика ошибок; *в* — квантованный синусоидальный сигнал с максимальной амплитудой

так как $(y_{j+1}-y_j)p_j$ представляет собой вероятность того, что амплитуда сигнала лежит в пределах интервала от y_j до y_{j+1} и сумма вероятностей равна единице. При n двоичных символах в каждой кодовой комбинации число последних равно 2^n. Динамический диапазон кодека (от пика до пика) равен $2^n s$. Мощность синусоидального сигнала, охватывающего все 2^n кодовые комбинации (рис. 22.4*в*), составляет $\frac{1}{8}(2^n s)^2$. Таким образом, для линейного кодека при n двоичных символах на дискрет отношение мощности синусоидального сигнала с уровнем полной загрузки кодера к мощности шума квантования (с/ш) равно

$$\frac{\text{с}}{\text{ш}} = 10\log\frac{(2^n s)^2/8}{s^2/12} = 20\,n\log 2 + 10\log 1{,}5 = 6n + 1{,}8\ [\text{дБ}]. \qquad (22.9)$$

Отсюда очевидна линейность соотношения между числом передаваемых символов на каждый дискрет и отношением сигнал/шум квантования, выраженным в децибелах. Каждый дополнительный двоичный символ увеличивает отношение сигнал/шум квантования на 6 дБ.

Компандирование. Кодек, переходная характеристика которого имеет шаги одинакового размера, не является оптимальным для передачи телефонных сигналов по следующим двум причинам [6]. Во-первых, распределение амплитуд телефонного сигнала не является равномерным. При данном волюме речи малые амплитуды более вероятны, чем большие; поэтому можно ожидать увеличение отношения сигнал/шум квантования, если характеристику ошибок сделать меньшей для более вероятных амплитуд в результате увеличения ошибок для менее вероятных амплитуд. Во-вторых, телефонные сигналы имеют динамический диапазон до 40 дБ. Для линейного кодека отношение сигнал/шум квантования для слабых сигналов будет на 40 дБ хуже, чем для сильных сигналов.

Нелинейный кодек представляет собой пару кодер—декодер, диапазон входных амплитуд которых разделен на N шагов неравной величины; в результате этого выходные уровни размещены также неравномерно (рис. 22.5).

Нелинейное кодирование может быть осуществлено двумя способами. Первый предусматривает построение кодера таким образом, что требуемая нелинейность вводится непосредственно при генерации кодовых комбинаций. Декодер на приемном конце должен обеспечить соответствие декодированного сигнала средним точкам указанных неравномерных интервалов. Другой способ, показанный на рис. 22.6, заключается в предыскажении дискретов входного сигнала с помощью мгновенного компрессора (в отличие от медленно действующих слоговых компрессоров). Затем компрессированные амплитуды сигнала кодируются по линейному закону. Соответственно в приемном оборудовании может использоваться линейный декодер и мгновенный экспандер, переходная характеристика которого обратна характеристике компрессора.

Эта система носит название *кодек с компандированием*. Описанные способы отличаются только практическим выполнением; второй способ удобен при анализе и используется далее для этих целей.

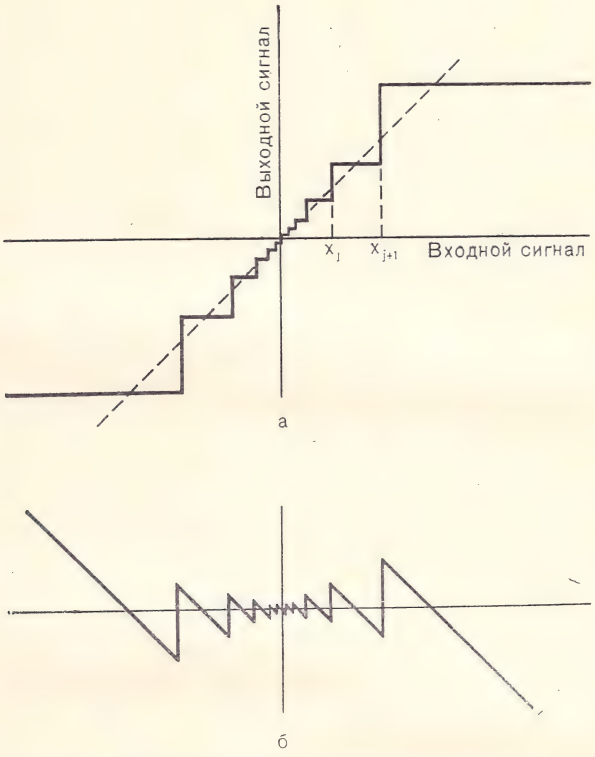


Рис. 22.5. Характеристики нелинейного кодека:
а — переходная характеристика нелинейного кодека; *б* — характеристика ошибок

Для расчета среднеквадратической ошибки для кодека с компандированием может быть использована ф-ла (22.7) с учетом неодинаковых длин различных сегментов $(y_{j+1}-y_j)$. Полагая распределение в пределах каждого сегмента равномерным и пренебрегая перегрузкой, указанное выражение можно представить в следующем виде:

$$\overline{e^2} = \frac{1}{12}\sum_{j=1}^{N}(x_{j+1}-x_j)^2\,(x_{j+1}-x_j)\,p_j, \qquad (22.10)$$

где x — сигнал на входе компрессора. Если характеристика компрессора выражается функцией $y=F(x)$, то интервалы в выражении (22.10) могут быть определены так же, как интервалы выра-

жения (22.8) при линейном квантовании. Для каждого интервала имеем

$$(x_{j+1} - x_j) \approx s/F'(x_j). \qquad (22.11)$$

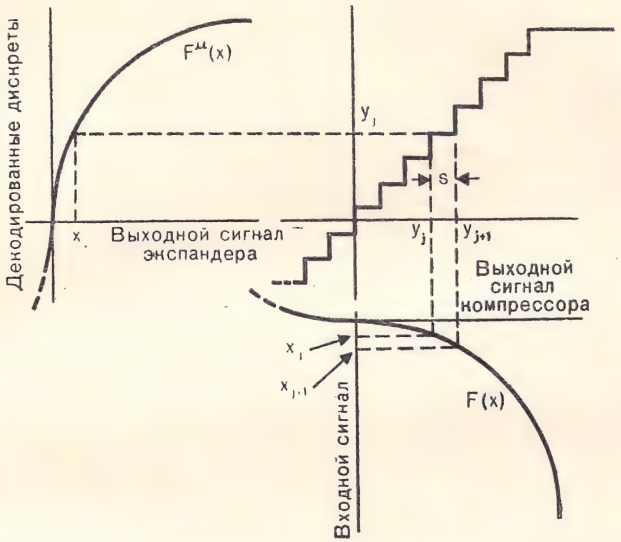


Рис. 22.6. Характеристика нелинейного кодека с компандером

Подставляя это приближенное равенство в выражение (22.10) и переходя от суммы к интегралу, получаем

$$\overline{e^2} = \frac{1}{12}\sum_{j=1}^{N} \frac{s^2}{[F'(x)]^2}(x_{j+1} - x_j)\,p_j \approx \frac{s^2}{12}\int \frac{p(x)}{[F'(x)]^2}\,dx. \qquad (22.12)$$

При соответствующем выборе функции $F(x)$ можно получить минимальное значение величины $\overline{e^2}$. Оптимальное выражение $F(x)$ является функцией распределения амплитуд. Обратная величина интеграла (22.12) называется выигрышем от компандирования

$$C_1 = 1 \Big/ \int \frac{p(x)}{[F'(x)]^2}\,dx. \qquad (22.13)$$

Для сигналов с различными распределениями требования к компандированию различны. Например, для телефонных сигналов необходимо иметь постоянную величину отношения сигнал/шум квантования в широком динамическом диапазоне уровней; это значит, что искажения должны быть пропорциональны амплитуде сигнала для любого уровня. Для выполнения этого требования должен использоваться логарифмический закон компрессирования. Конечно, обеспечить точное соответствие кодовых комбинаций логарифмическому закону невозможно, так как последний определяется в неограниченном динамическом диапазоне и, следователь-

но, необходимо использовать бесконечное количество кодовых комбинаций. Модификация действительной логарифмической функции осуществляется следующими двумя методами. При первом методе, называемом законом μ [7], функция $F(x)$ для нормализованного кодируемого диапазона ± 1 имеет вид

$$F(x) = \operatorname{sign}(x) \frac{\ln(1 + \mu |x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad -1 \leqslant x \leqslant 1. \tag{22.14}$$

Законы компрессирования для некоторых значений параметра μ представлены на рис. 22.7. При малых значениях x функция

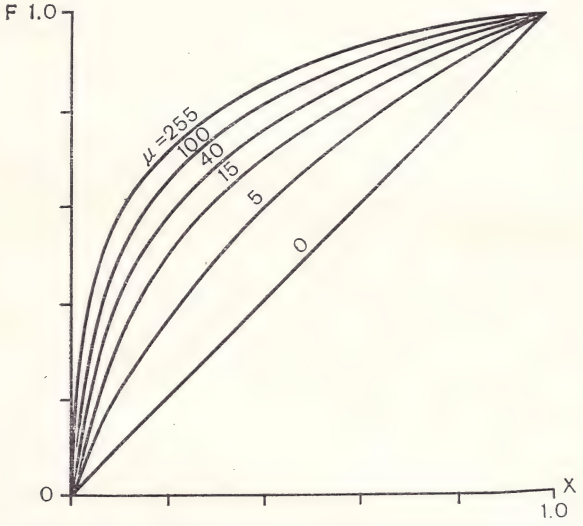


Рис. 22.7. Характеристики логарифмического компрессирования

$F(x)$ приближается к прямолинейной, при больших значениях x — к логарифмической. Диапазон мощности сигнала, в пределах которого отношение сигнал/шум квантования остается относительно постоянным, определяется параметром μ. Как видно из рис. 22.8, относительно постоянная величина указанного отношения в динамическом диапазоне от 40 дБ обеспечивается при $\mu > 100$. Отношения сигнал/шум квантования можно рассчитать с помощью распределения амплитуд телефонного сигнала, приближенно соответствующего распределению Лапласа:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} \exp\left(-\sqrt{2}\frac{|x|}{\sigma}\right), \tag{22.15}$$

где σ — среднеквадратическое напряжение телефонного сигнала.

Во многих случаях оценка характеристики кодера по отношению сигнал/шум квантования производится при синусоидальном входном сигнале. Представленное на рис. 22.9 графическое срав-

нение вычисленных по ф-ле (22.7) величин отношений сигнал/шум квантования для телефонных и синусоидальных входных сигналов показывает хорошее совпадение результатов для телефонных сиг-

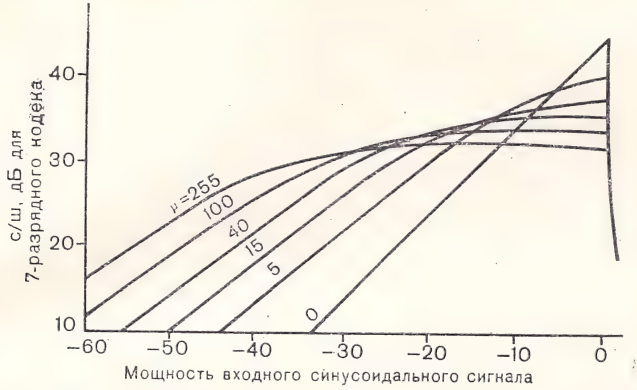


Рис. 22.8. Зависимости отношения сигнал/шум квантования для логарифмических компандеров (мощность входного сигнала выражена в децибелах относительно полной загрузки)

налов при нормальном уровне загрузки. При сильных телефонных сигналах имеют место искажения перегрузки, однако они оказывают меньшее мешающее воздействие, чем шум квантования.

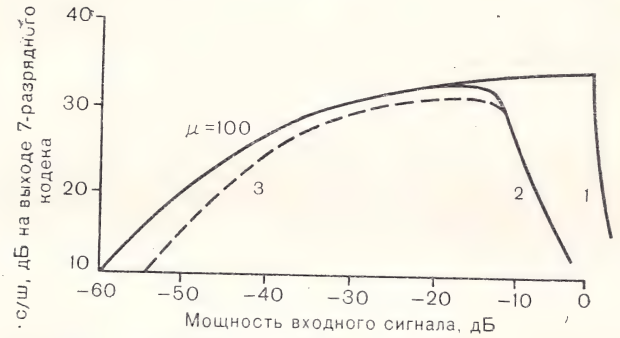


Рис. 22.9. Сравнение отношения сигнал/шум квантования для телефонного и синусоидального сигналов:

1 — синусоидальный сигнал; *2* — телефонный сигнал; *3* — семисегментная аппроксимация закона $\mu = 100$ (мощность входного сигнала выражена в децибелах относительно полной загрузки)

Поэтому в качестве меры качества кодека часто используются измеренные и рассчитанные отношения сигнал/шум квантования для синусоидального сигнала вместо телефонного.

Второй метод аппроксимации действительного логарифмического закона заключается в замене логарифмической кривой отрез-

ками прямой (сегментами) для слабых сигналов. Полученный закон называется законом A [8, 9] и описывается следующими выражениями:

$$F(x) = \operatorname{sign}(x)\frac{1+\ln A|x|}{1+\ln A}, \quad \frac{1}{A} \leqslant |x| \leqslant 1;$$

$$F(x) = \operatorname{sign}(x)\frac{A|x|}{1+\ln A}, \quad 0 \leqslant |x| \leqslant \frac{1}{A}. \qquad (22.16)$$

Кривая «сшивается» при $x=1/A$. Параметр A определяет динамический диапазон. Как следует из рис. 22.11, в пределах рассмат-

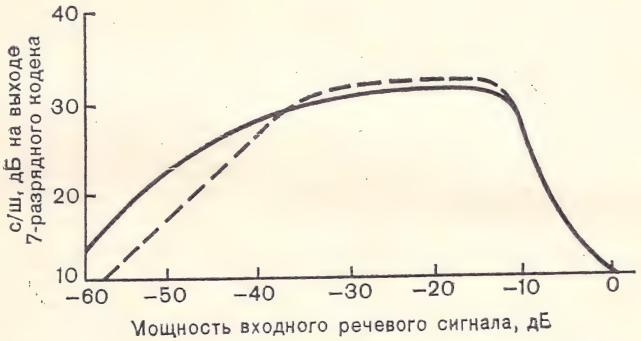


Рис. 22.10. Зависимости отношения сигнал/шум квантования для двух законов, линеаризированных цифровым способом:

———— для 15-сегментного закона $\mu = 225$; — — — для 13-сегментного закона A (мощность входного сигнала выражена в децибелах относительно полной загрузки)

риваемого динамического диапазона закон A обеспечивает более плоскую характеристику отношения сигнал/шум квантования, чем закон μ. Выигрыш от компандирования при слабых сигналах для этих двух логарифмических законов может быть легко оценен, так как оба закона в области начала координат имеют линейный характер. Например, для закона μ выигрыш от компандирования для слабых сигналов определяется выражением

$$C_1 = [F'(0)]^2 = \left[\frac{\mu}{\ln(1+\mu)}\right]^2 \qquad (22.17)$$

и при $\mu=100$ составляет $C_1=21{,}67^2$, или 26,7 дБ. Другим показателем качества является коэффициент компрессирования, представляющий собой отношение наибольшего шага к наименьшему. Для закона μ он равен $(1+\mu)$.

Оба закона, A и μ, имеют тенденцию к обеспечению плоской характеристики отношения сигнал/шум квантования в широком динамическом диапазоне. Если вместо плоской характеристики отношения сигнал/шум квантования требуется получить неравномерную характеристику — большую величину этого отношения для

наиболее вероятных разговорных волюмов, то целесообразно использовать гиперболические законы компрессирования. Эти законы обеспечивают лучшие отношения сигнал/шум квантования для абонентов со средним уровнем сигнала вследствие ухудшения условий для абонентов с очень слабым и очень сильным уровнями сигнала, число которых считается небольшим [10]. Однако широкое распространение находят только законы компрессирования, обеспечивающие плоскую характеристику отношения сигнал/шум квантования.

Логарифмические законы можно аппроксимировать с помощью нелинейных устройств, например, диодов. Эти законы можно также аппроксимировать линейно-ломаными кривыми, состоящими из нескольких сегментов. В качестве примера на рис. 22.11 представ-

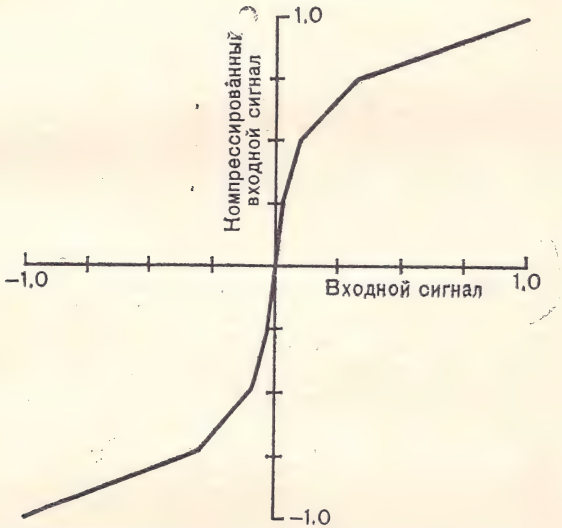


Рис. 22.11. Семисегментная линейно-ломаная аппроксимация логарифмического закона компрессирования $\mu = 100$

лена аппроксимация кривой с параметром $\mu = 100$ для семиразрядного кода при использовании восьми сегментов. Вершины углов линейно-ломаной кривой лежат на аппроксимируемой кривой и равномерно распределены по вертикальной оси. По обе стороны от нуля располагается по четыре сегмента, два центральных сегмента являются коллинеарными [1]. В соответствии с рассматриваемым законом компандирования первых три символа кодовой комбинации определяют место сигнала в восьми первоначальных сегментах, остальные четыре символа делят сегменты на 16 равных частей и определяют место сигнала в пределах одного из сегмен-

[1]) Вследствие того что два центральных сегмента являются коллинеарными, аппроксимация и называется семисегментной.

тов. Характеристика отношения сигнал/шум квантования представлена на рис. 22.9.

Интересным классом линейно-ломаных законов компрессирования являются законы, линеаризированные цифровым способом, которые обладают тем свойством, что интервалы кодирования, одинаковые в пределах каждого сегмента, в целое число раз больше наименьшего интервала кодирования.

Особый интерес для двоичных кодеров представляют случаи, когда соотношение между интервалами кодирования определяется множителем, равным 2, и все линейные сегменты состоят из одинакового числа интервалов кодирования. Обычно используются по восемь сегментов с каждой стороны от нуля. Если при переходе к каждому следующему сегменту (по направлению от нуля) размер интервала кодирования удваивается, то получается 15-сегментный закон, аппроксимирующий характеристику закона μ при значении параметра $\mu=255$ [1]. Отношение наибольшего интервала кодирования к наименьшему, называемое коэффициентом компрессирования, равно $2^7=128$; выигрыш от компандирования для слабых сигналов составляет 30 дБ.

Если четыре центральных сегмента являются коллинеарными, а интервалы кодирования в остальных сегментах удваиваются аналогично предыдущему случаю, то получается 13-сегментный закон компрессирования, принятый во многих странах Европы [11] [2]. Он аппроксимирует характеристику закона A с наклоном около начала координат, соответствующим значению $A=87{,}6$. Коэффициент компрессирования равен $2^6=64$; выигрыш от компандирования для слабых сигналов составляет 24 дБ. Характеристики отношений сигнал/шум квантования для 15-сегментного и 13-сегментного законов представлены на рис. 22.10.

Семиразрядный 13-сегментный закон можно реализовать на основе 11-разрядного двоичного линейного кодера. Первый символ является символом знака. Выраженная в двоичной системе счисления разность, уменьшаемое которой равно семи, а вычитаемое — числу нулей между символом знака и первой единицей в 11-разрядной комбинации, определяет номер сегмента. Следующая за серией нулей единица пропускается во всех кодовых комбинациях, за исключением комбинаций, соответствующих сегменту с номером 0. Последующие три символа без преобразований переносятся в семиразрядные комбинации и используются для определения одного из восьми интервалов в каждом сегменте. Описанное преобразование иллюстрируются табл. 22.1. При преобразовании семиразрядного компрессированного кода в 11-разрядный линейный код значения символов младших разрядов, информация о которых отсутствует в семиразрядном коде, выбираются произвольно. 15-сегментный закон можно реализовать аналогичным способом; при этом линейный кодер должен быть 12-разрядным.

[1] В рекомендациях МККТТ он называется сегментный закон компрессирования $\mu=255/15$. (Прим. ред.).

[2] Соответственно закон $A=87{,}6/13$. (Прим. ред.).

ТАБЛИЦА 22.1

Таблица перехода от линейного кода к компрессированному для 13-сегментного закона

11-й разрядный линейный код	7-разрядный компрессированный код
s 0 0 0 0 0 0 0 *a b c*	*s* 0 0 0 *a b c*
s 0 0 0 0 0 0 1 *a b c*	*s* 0 0 1 *a b c*
s 0 0 0 0 0 1 *a b c x*	*s* 0 1 0 *a b c*
s 0 0 0 0 1 *a b c x x*	*s* 0 1 1 *a b c*
s 0 0 0 1 *a b c x x x*	*s* 1 0 0 *a b c*
s 0 0 1 *a b c x x x x*	*s* 1 0 1 *a b c*
s 0 1 *a b c x x x x x*	*s* 1 1 0 *a b c*
s 1 *a b c x x x x x x*	*s* 1 1 1 *a b c*

Примечание. $s=1$ для положительных сигналов; $s=0$ для отрицательных сигналов; символы *a, b, c* переписываются из линейного кода в компрессированный; символы *xx* ... отбрасываются.

Цифровое компрессирование дает возможность использовать цифровую обработку сигнала, в том числе усиление (или ослабление) и фильтрацию сигнала цифровыми способами.

МЕТОДЫ КОДИРОВАНИЯ

Методы, используемые при квантовании АИМ дискретов на 2^n уровней квантования и в процессе определения n-разрядной двоичной кодовой комбинации для каждого дискрета, могут быть классифицированы по принципу выполнения операций кодирования во времени; непосредственное кодирование амплитуды дискрета (кодеры типа счетчика), поразрядное кодирование (взвешивающие кодеры) и кодирование с одновременной генерацией полностью всей кодовой комбинации (кодеры с кодовым полем). Генерация кодовых комбинаций кодером типа счетчика требует осуществления 2^n последовательных решений на каждую кодовую комбинацию. Хотя кодеры этого типа просты, область их применения ограничивается низкоскоростными устройствами ввиду большого числа последовательных операций. Кодеры с кодовым полем являются более сложными, однако они могут быть использованы в высокоскоростных устройствах. Кодеры взвешивающего типа обеспечивают компромисс между быстродействием и сложностью.

Кодирование методом счета. Этот метод предусматривает сравнение амплитуды АИМ дискрета с амплитудой пилообразного сигнала; процесс сравнения сопровождается работой двоичного счетчика, управляемого хронирующим сигналом. Число импульсов, отсчитанных счетчиком к моменту времени, когда мгновенное значение пилообразного сигнала равно или превышает амплитуду АИМ дискрета, определяет кодовую комбинацию в двоичной форме. При большом числе символов в кодовой комбинации скорость работы счетчика должна быть достаточно высокой.

Например, в n-разрядном двоичном кодере счетчик должен выполнить 2^n операций в течение интервала кодирования или длительности кодовой комбинации, а компаратор должен срабатывать в течение одного периода хронирующего сигнала, когда амплитуда пилообразного сигнала равна или превышает амплитуду входного сигнала. Нелинейное кодирование может быть реализовано путем использования эталонного сигнала в виде соответствующей нелинейной функции от времени.

Поразрядное кодирование. При поразрядном кодировании символы кодовой комбинации определяются последовательно [12]. Процесс кодирования этого типа аналогичен процессу взвешивания неизвестной массы с помощью набора из нескольких известных эталонных масс.

Кодер с обратной связью. Одна из разновидностей кодера взвешивающего типа, известного под названием кодера с обратной связью, представлена на рис. 22.12. Этот семиразрядный кодер

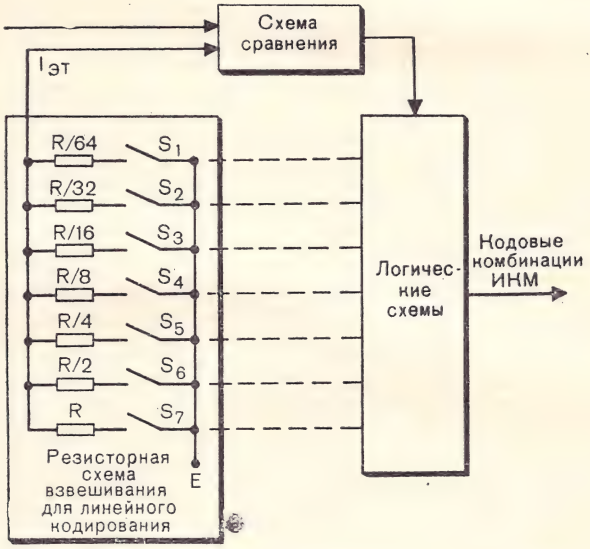


Рис. 22.12. Структурная схема кодера с обратной связью

состоит из трех основных блоков: схемы взвешивания, выполненной на резисторах, схемы сравнения и логической схемы. Схема взвешивания формирует эталонные токи, используемые для сравнения их с неизвестным током I_x. С помощью ключей, управляемых логической схемой, осуществляется суммирование эталонных токов. Величина каждого эталонного тока отличается от величин соседних эталонных токов в два раза. Следовательно, рассматриваемая схема взвешивания позволяет получить 2^7 равномерно распределенных эталонных токов ($I_{эт}$).

Кодер работает следующим образом. Процесс кодирования каждого дискрета начинается с замыкания ключа S_1. Если ток I_x меньше тока $I_{эт}$, то ключ S_1 размыкается; в противном случае ключ S_1 остается замкнутым в течение всего интервала кодирования данного дискрета. Затем замыкается ключ S_2 и производятся операции, аналогичные описанным, с ключом S_1. Аналогичные операции производятся с остальными ключами S_3, ..., S_7. В результате кодирования обеспечивается равенство токов $I_{эт}$ и I_x с точностью до одного шага квантования, а состояние ключей в конце интервала кодирования определяет двоичную кодовую комбинацию.

Если схема взвешивания выполнена таким образом, что величины эталонных токов распределены по нелинейному закону, то полученный кодер будет нелинейным. Например, в семиразрядном кодере при 15-сегментном законе компрессирования можно использовать нелинейную взвешивающую схему, изображенную на рис. 22.13. В этой схеме ключ S_1 переключается в соответствии

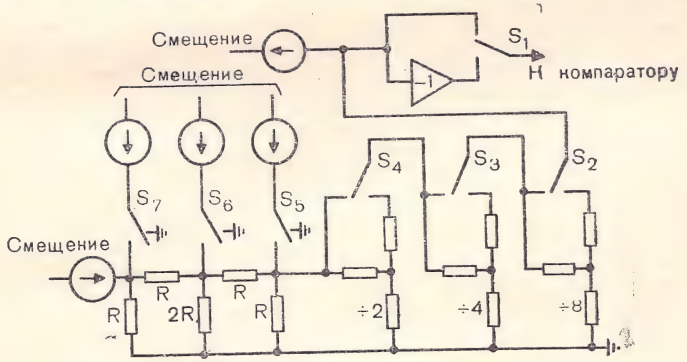


Рис. 22.13. Схема нелинейного взвешивания для 15-сегментного закона компрессирования

с полярностью входного тока. Следующие три ключа S_2, S_3 и S_4 обеспечивают выбор одного из восьми сегментов. Остальные три ключа представляют собой часть линейной взвешивающей схемы и используются для определения кода в пределах выбранного сегмента. Таким образом, полный код состоит из символа знака и нелинейного двоичного кода, представляющего величину АИМ дискрета.

Нелинейный код можно получить при включении на вход линейного кодера нелинейного устройства. Например, для аппроксимации законов μ может быть использована логарифмическая зависимость вольтамперной характеристики полупроводниковых диодов [13].

Кодеры с последовательным включением каскадов. Важным классом поразрядных кодеров являются кодеры, состоящие из одинаковых последовательно включенных кодирующих каскадов, число которых равно числу символов в кодовой комбинации; струк-

турная схема кодера этого типа приведена на рис. 22.14. [14]. Каждый каскад имеет два выхода — цифровой и остаточный. Сигнал на остаточном выходе одного каскада является входным сигналом

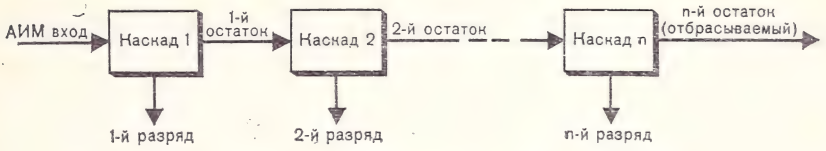


Рис. 22.14. Кодер с последовательным включением каскадов

для следующего каскада. Требуемые для генерации двоичного кода характеристики цифрового и остаточного выходов приведены на рис. 22.15. Следует отметить, что цифровой выход первого каскада соответствует символу кодовой комбинации с наибольшим весом (с учетом всех возможных входных сигналов), а остаточный выход определяет остальную часть кодовой комбинации. Двоичный код построен таким образом, что кодовая комбинация, за исключением символа первого разряда, может быть разделена на две идентичные части, отличающиеся друг от друга только их расположением в диапазоне входного сигнала (рис. 22.15).

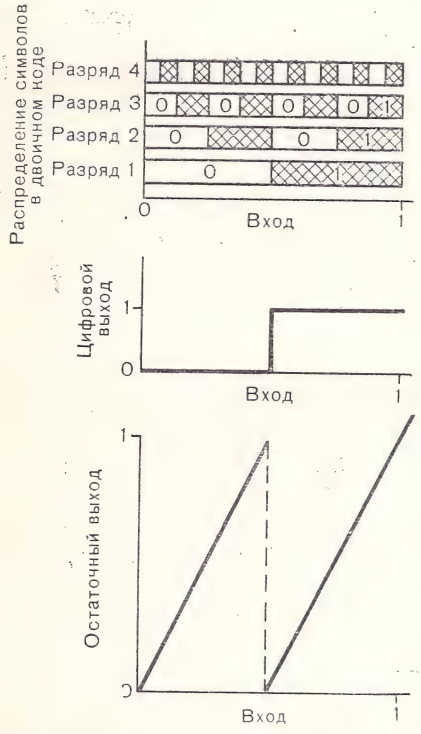


Рис. 22.15. Характеристика каскада двоичного кодера с последовательным включением двоичных каскадов

Двоичный кодер можно получить при последовательном включении нескольких таких каскадов. Каждый каскад уточняет величину неизвестного напряжения делением остаточного сигнала предыдущего каскада на два. На рис. 22.16 представлены характеристики остаточных и цифровых выходов в зависимости от входного сигнала для двоичного трехкаскадного кодера. На практике медленное изменение входного сигнала вблизи перехода может вызвать резкое изменение состояния (скачок) на цифровом выходе и переключение эталонного тока. Для правильного выполнения процесса кодирования необходима синхронизация кодера.

Переходная характеристика, изображенная на рис. 22.15, может быть реализована с помощью схемы на рис. 22.17 [15]. Полагая, что инвертирующий усилитель имеет большое усиление, а

диоды не имеют обратной проводимости, любой входной ток I_i должен обеспечивать проводимость одной из двух цепей обратной связи P_1 и P_2. При входных токах, превышающих эталонный ток

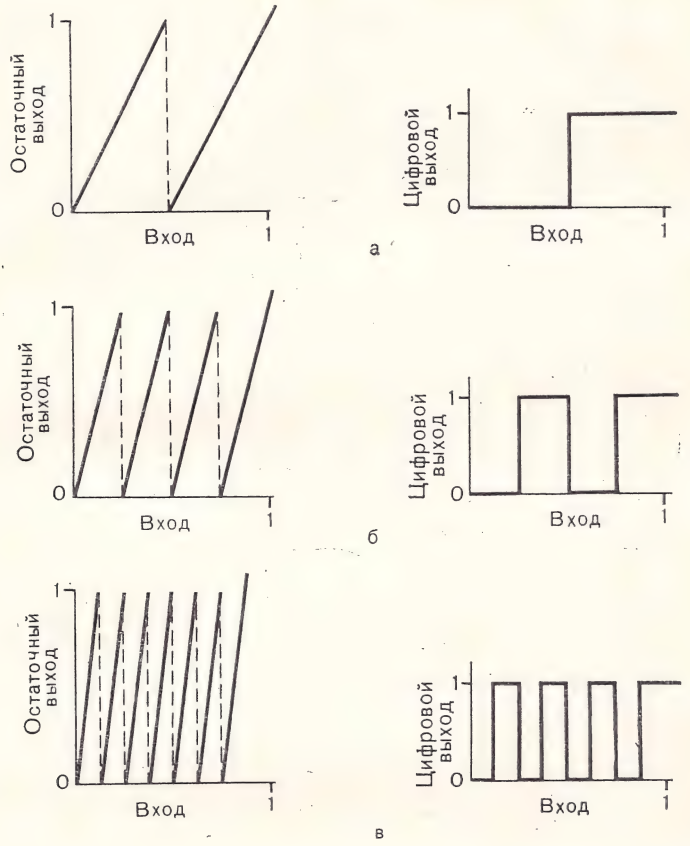


Рис. 22.16. Переходная характеристика двоичного кодера с последовательным включением двоичных каскадов:
а — каскад *1; б* — каскад *2; в* — каскад *3*

$I_{эт}$, проводит диод D_1; если входной ток меньше эталонного, то проводит диод D_2. Напряжение и токи связаны между собой следующими соотношениями:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= -2I_{вх}, \\ I_2 &= 0, \\ E_D &= -2I_{вх}R - V_D, \end{aligned}\right\} I_{вх} \geqslant 0$$

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= 0, \\ I_2 &= -2I_{вх}, \\ E_D &= -2I_{вх}R + V_D \end{aligned}\right\} I_{вх} \leqslant 0,$$

где $I_{вх}=(I_i-I_{эт})$; V_D — падение напряжения на диоде в прямом направлении при токе $3I_{вх}$. Очень крутой наклон характеристики E_D при значениях тока $I_{вх}$, близких к нулю, дает возможность с

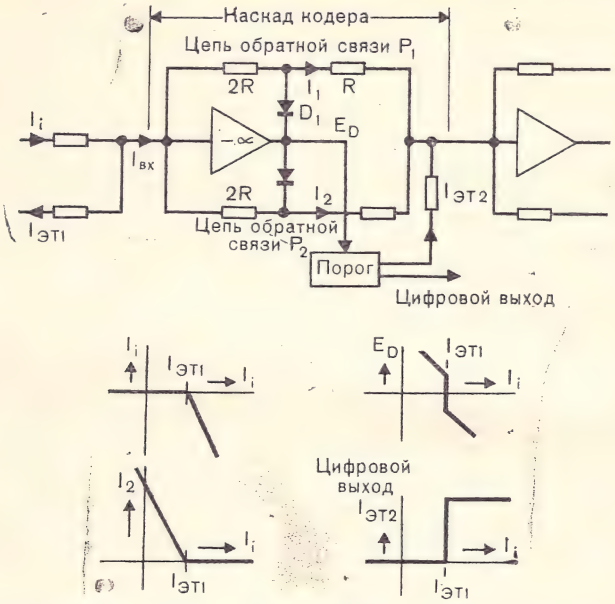


Рис. 22.17. Схема и характеристики каскада кодера с последовательным включением двоичных каскадов

помощью грубого порогового детектора очень точно определить полярность сигнала и формировать в выходном коде единицу или нуль. Кроме того, пороговый детектор управляет схемой коммутации эталонного тока, который, складываясь с токами I_1 и I_2, обеспечивает требуемую переходную характеристику для «остатка».

Кодер с последовательным включением каскадов может быть легко приспособлен для нелинейного кодирования. Для этого усиление цепей обратной связи P_1 и P_2 (рис. 22.17) необходимо сделать неравными [16]. Можно показать, что для кодера с законом компандирования μ коэффициент усиления первого каскада равен $(1+\mu)^{1/2}$, второго каскада — $(1+\mu)^{1/4}$ и т. д.

Особый интерес представляет случай при $\mu=255$; коэффициенты усиления каскадов имеют значения 16, 4, 2, $\sqrt{2}$, $2^{1/4}$, $2^{1/8}$. Если коэффициенты усиления каскадов взяты равными 16, 4, 2, 1, 1, 1, то получится 15-сегментная линейно-ломаная аппроксимация характеристики компандирования $\mu=255$. Поскольку коэффициенты усиления кратны множителю 2, то код линеаризован цифровым способом. Чтобы получить симметричную характеристику, необходимо между каскадами с неравными коэффициентами усиления включить выпрямители.

Кодирование методом кодового поля. Кодирование методом кодового поля является наиболее быстродействующим из известных трех методов кодирования. Один из способов реализации рассматриваемого метода кодирования заключается в использовании кодирующей электроннолучевой трубки (рис. 22.18).

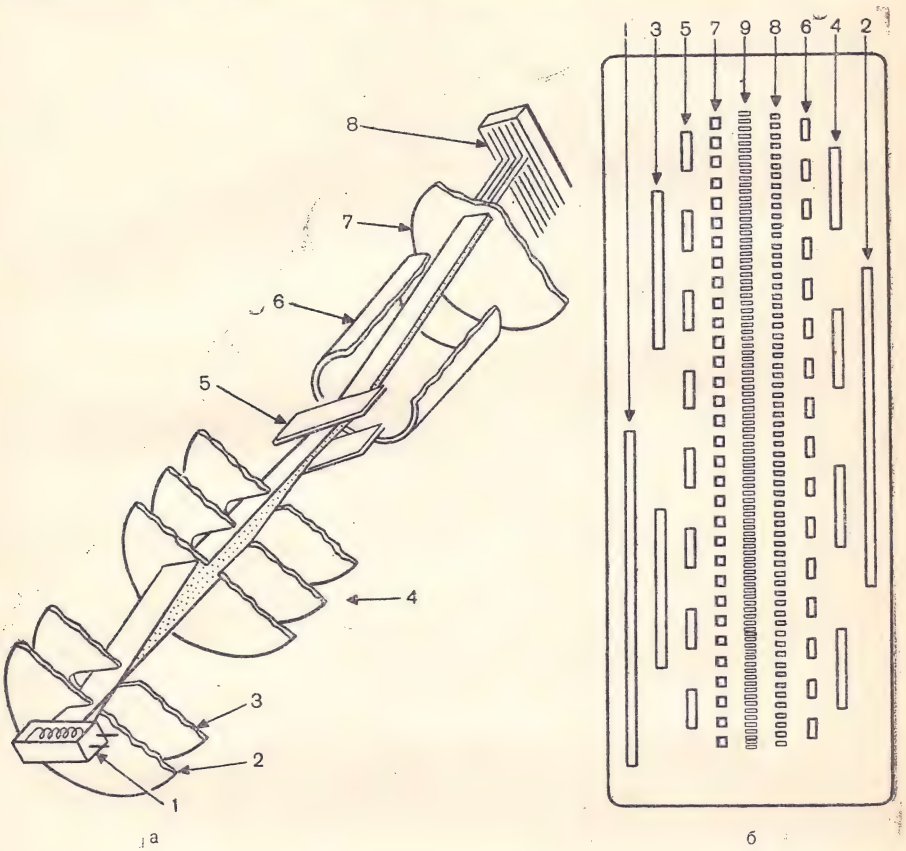


Рис. 22.18. Электроннолучевая кодирующая трубка:
а — кодирующая трубка (*1* — катод, *2* — управляющая сетка, *3* — анод, *4* — управление фокусировкой и центровкой, *5* — отклоняющие пластины, *6* — лучевой экран, *7* — кодовая маска, *8* — электроды вторичного электронного умножителя и выходные электроды); *б* — девятиразрядная кодовая маска

Все возможные кодовые комбинации заранее заготовлены в виде отверстий в кодовой пластине, называемой кодовой маской. Электронная пушка кодирующей трубки формирует плоский электронный луч, который затем отклоняется напряжением кодируемого сигнала. Сзади кодовой маски размещаются коллекторные проводники. Наличие или отсутствие электронного тока в этих проводниках и определяют кодовую комбинацию, соответствующую данному напряжению сигнала [17, 18].

Как правило, в кодерах с кодовым полем используется не обычный двоичный код, а код Грея [19]. Этот код характеризуется тем, что соседние кодовые комбинации отличаются только одним символом, тогда как в двоичном коде одновременно могут изменяться несколько символов. Сравнение указанных кодов приведено на рис. 22.19. Двоичный кодер допускает большие ошибки

Рис. 22.19. Сравнение двоичного кода и кода Грея при использовании их в кодерах с одновременным формированием кодовой комбинации:
а — двоичный код (символы изменяются в четырех разрядах); *б* — код Грея (символ изменяется в одном разряде)

в несколько уровней в тех случаях, когда АИМ дискрет расположен между двумя кодовыми комбинациями. Величина ошибки, допускаемой кодером Грея, составляет только один уровень.

Переход от кода Грея к двоичному коду может быть осуществлен по следующему алгоритму в приводимой далее последовательности:

$$b_1 = g_1,$$

$$b_k = b_{k-1} \oplus g_k, \quad k \geqslant 2,$$

где b_1 и g_1 — символы наибольшего веса двоичного кода и кода Грея соответственно; b_k и g_k — символы с номером k в кодовых комбинациях этих кодов; знак $\oplus$ указывает на модуль слагаемых.

Другая реализация кодирования методом кодового поля основана на применении пороговых схем. С помощью логических схем отмечается схема с наивысшим порогом, запускаемая напряжением кодируемого дискрета, и генерируется соответствующая кодовая комбинация. При большом числе разрядов в кодере этот метод нецелесообразен, так как n-разрядный кодер должен содержать $2^n - 1$ пороговых схем.

Как кодер на электроннолучевой трубке, так и кодер на пороговых схемах могут быть сделаны нелинейными. Для этого должны быть соответствующим образом изменены размеры отвер-

стий в кодовой маске в кодере на электроннолучевой трубке и величины порогов в пороговых схемах кодера на пороговых схемах.

Кодер Грея с последовательным включением каскадов. Кодер Грея с последовательным включением каскадов не требует переключения эталонных токов и синхронизации последовательности символов на выходе, как это имеет место в двоичном кодере с последовательным включением каскадов. Если остаточный выход кодера с последовательным включением каскадов имеет характеристику, представленную на рис. 22.20, это означает, что рассматриваемый кодер является кодером Грея. Переходная характеристика каскада аналогична характеристике двухполупериодного выпрямителя для отрицательных токов, симметричной относительно центра диапазона входных амплитуд. Она отражает свойство кода Грея, заключающееся в том, что весь код, за исключением первого символа, симметричен относительно центра. Характеристика двухполупериодного выпрямителя может быть реализована схемой, обозначенной на рис. 22.21, как схема первого каскада [20, 21]. Каскад обеспечивает получение симметричных выходных напряжений. Рассматриваемая схема не может быть использована в последующих каскадах вследствие того, что схемой управляет входное напряжение, а выход схемы является токовым. В последующих каскадах кодера используется схема, представленная на рис. 22.21 как схема второго каскада.

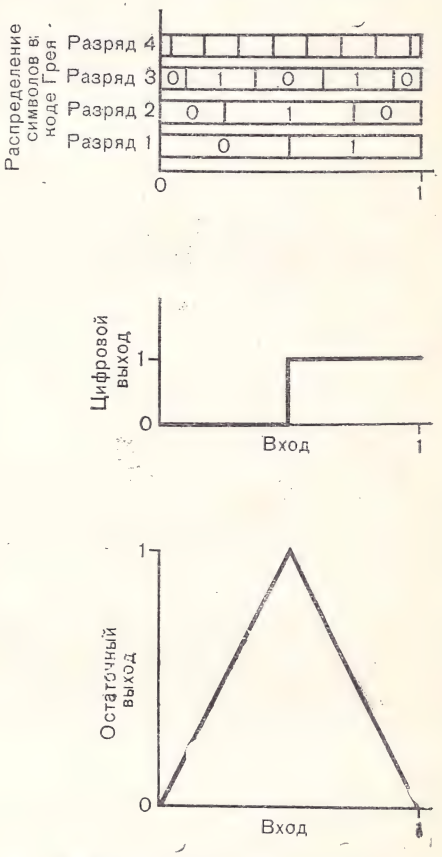


Рис. 22.20. Характеристика каскада кодера Грея с последовательным включением каскадов

В отличие от эталонных токов двоичного кодера с последовательным включением каскадов эталонные токи в кодере Грея имеют постоянную величину для всех каскадов. Этот факт, а также непрерывный характер переходной характеристики (т. е. небольшое изменение входного сигнала не может вызвать резкого изменения сигнала на остаточном выходе любого каскада кодера) делают этот кодер быстродействующим по своей природе.

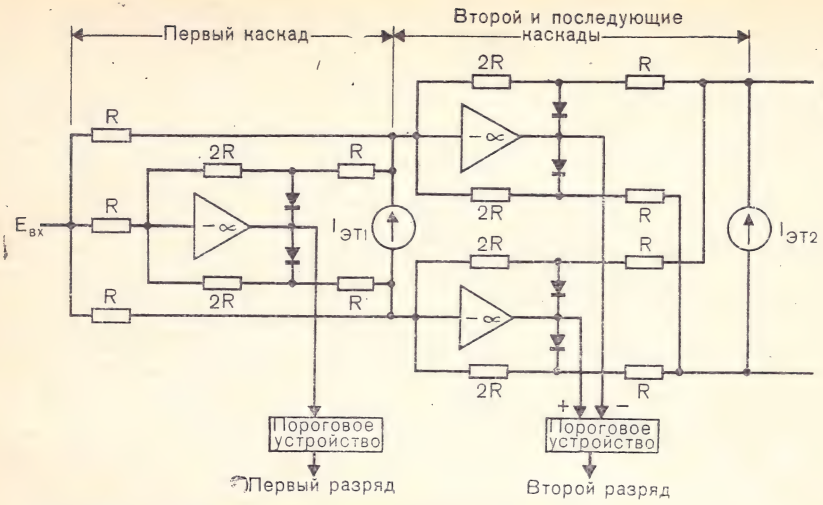


Рис. 22.21. Схема кодера Грея с последовательным включением каскадов

МЕТОДЫ ДЕКОДИРОВАНИЯ

Декодирование обычно представляет собой более простой процесс, чем кодирование. Схема декодера может быть реализована с помощью резисторной схемы взвешивания, описанной при рассмотрении кодера взвешивающего типа с обратной связью. Декодер может быть также выполнен и с помощью последовательно включенных каскадов. Каждый каскад декодера выполняет функции, обратные функциям соответствующих каскадов кодера. Так, каскады декодера имеют остаточный и цифровой входы. Переход-

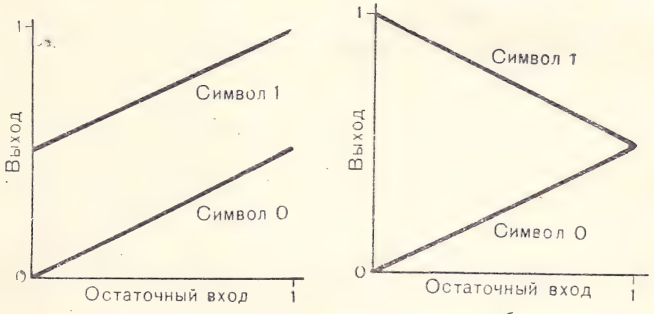


Рис. 22.22. Переходные характеристики декодирования с последовательным включением каскадов:
а — двоичное декодирование; *б* — декодирование Грея

ная характеристика двоичного декодирующего каскада представлена на рис. 22.22*а*, а для декодирующего каскада Грея — на рис. 22.22*б*.

КОДИРОВАНИЕ МЕТОДОМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ИКМ

При рассмотрении оконечного оборудования видеотелефонного канала было указано, что при одинаковом качестве передачи кодирование методом дифференциальной ИКМ (ДИКМ) может привести к меньшей скорости передачи, чем кодирование методом ИКМ [22]. Это преимущество ДИКМ определяется тем, что дискреты видеосигнала сильно коррелированы. При частотно-ограниченном сигнале с равномерным спектром корреляция между дискретами, взятыми с частотой Найквиста, отсутствует. Поэтому при том же отношении сигнал/шум квантования ДИКМ потребует более высокой скорости передачи цифрового потока. Это объясняется тем, что при диапазоне амплитуд исходного сигнала $\pm V$ разность между дискретами может достигать максимальной величины $2V$. Необходимая корреляция между дискретами может быть получена повышением частоты дискретизации; однако этот метод неэффективен, поскольку при этом пропорционально частоте дискретизации повышается и необходимая скорость передачи цифрового потока. При сигнале, спектральная плотность которого в области верхних частот постепенно убывает (таким сигналом и является монохромный видеосигнал), дискреты оказываются коррелированными и использование ДИКМ представляется целесообразным [23, 24].

Типовая структурная схема оконечного оборудования системы с ДИКМ представлена на рис. 22.23. Входной аналоговый сигнал

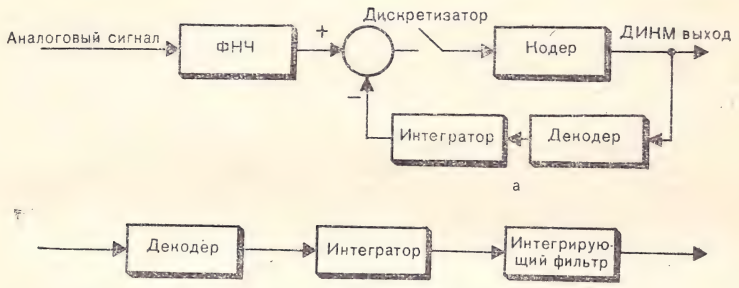


Рис. 22.23. Оконечное оборудование с ДИКМ:
а — передающая часть; *б* — приемная часть (нижний рис.)

перед дискретизацией ограничивают по частоте с помощью ФНЧ и подают на один из входов вычитающего устройства. На его другой вход подают сигнал предсказания, формируемый из предшествующих дискретов. Полученный таким образом разностный сигнал дискретизируют, кодируют, затем он поступает на выход оборудования. Одновременно он поступает на вход цепи формирования сигнала предсказания. В простейшем случае при экстраполяции нулевого порядка в качестве сигнала предсказания используется декодированный предшествующий дискрет. В общем слу-

чае сигнал предсказания формируется с помощью декодера и интегратора, суммирующего все предшествующие разностные сигналы в форме декодированных дискретов. Таким образом, передающая часть оконечного оборудования системы с ДИКМ содержит декодер, аналогичный декодеру приемной части оборудования.

Когда разностный сигнал кодируют в одноразрядный цифровой сигнал, ДИКМ носит название «дельта-модуляция» [25]. Выходной цифровой сигнал содержит информацию только о полярности разностного сигнала. Декодирующий интегратор прибавляет или вычитает стандартный сигнал, обеспечивая таким образом уменьшение ошибки между декодированной величиной и входными дискретами. Форма сигналов в описываемой системе приведена на рис. 22.24 (кривая *1*). Выходной декодированный сигнал без фильтрации имеет вид ступенчатой функции. Так как соседние декодированные дискреты могут отличаться только на один шаг, то могут иметь место большие ошибки в тех случаях, когда наклон входного сигнала превышает наклон ступенчатой кривой [26]. Наклон ступенчатой кривой определяется размером ступени (шага квантования) и частотой дискретизации $1/T$ и равен s/T. При наклоне входного сигнала, меньшем s/T, ошибка подобна шуму квантования для обычной ИКМ. Как и при ИКМ, оптимальное построение системы достигается соответствующим выбором размера шага квантования с таким расчетом, чтобы сумма шума перегрузки, возникающего при наклоне характеристики входного сигнала, большем s/T, и шума квантования была минимальной. Соответствующие характеристики системы с дельта-модуляцией приведены на рис. 22.5.

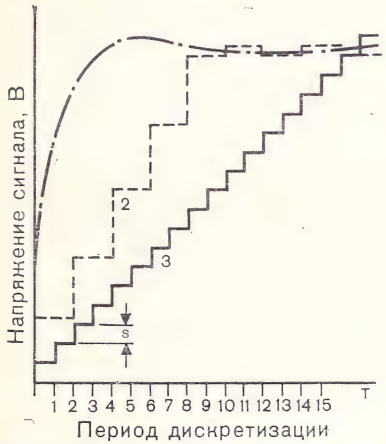


Рис. 22.24. Реакция ДИКМ на большое изменение амплитуды сигнала:

1 — входной сигнал; *2* — выходной сигнал при шаге квантования 2 бита; *3* — то же, при шаге квантования 1 бит (при Δ-модуляции)

Из этого рисунка следует, что при удвоении скорости выходного цифрового потока отношение сигнал/шум квантования возрастает на 9 дБ, в то время как в системах с ИКМ добавление только одного символа в кодовую комбинацию увеличивает отношение сигнал/шум квантования на 6 дБ. На рис. 22.26 приведены зависимости отношений сигнал/шум квантования от скорости выходного цифрового потока для ДИКМ и ИКМ. При низких скоростях передачи ДИКМ обеспечивает большую величину отношения сигнал/шум квантования по сравнению с ИКМ; при высоких скоростях передачи имеет место обратное положение. Точка пересечений рассматриваемых характеристик определяется параметрами спектра сигнала.

Система, в которой разностный сигнал кодируется двухразрядным двоичным кодом, называется системой с двухразрядной ДИКМ. Форма сигнала на выходе декодера этой системы представ-

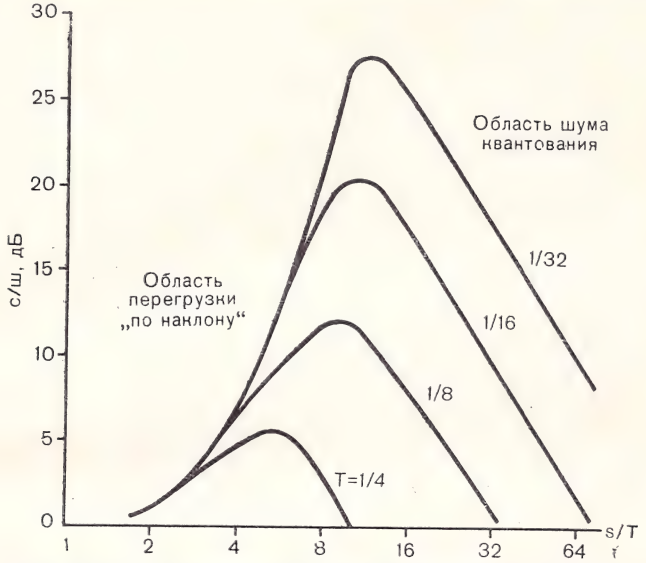


Рис. 22.25. Характеристика дельта-модуляции (выходной сигнал с гауссовым распределением, ограниченный по полосе до частоты $1/2T$ [Гц], с единичной мощностью)

Рис. 22.26. Сравнение характеристик ИКМ и ДИКМ:
1 — Δ-модуляция (телевизионный спектр с частотой среза RC-цепи 0,068 t_0); *2* — ИКМ; *3* — Δ-модуляция (плоский спектр)

лена на рис. 22.24 (кривая *2*). Сравнение ДИКМ и дельта-модуляции осуществляется при одной и той же скорости передачи, поэтому для дельта-модуляции взята удвоенная частота дискретизации. В двухразрядной ДИКМ используются шаги квантования

двух размеров; бо́льший шаг квантования более чем вдвое превышает шаг квантования сравниваемой системы с дельта-модуляцией, а меньший шаг квантования системы с ДИКМ выбран меньше шага квантования системы с дельта-модуляцией. Из рисунка видно, что двухразрядная ДИКМ лучше воспроизводит сигналы с большим наклоном и обеспечивает меньшую величину ошибки в случае сигнала с постоянной амплитудой. Однако по величине отношения сигнал/шум квантования двухразрядная ДИКМ не имеет существенного отличия от дельта-модуляции (рис. 22.27); это объясняется использованием в ДИКМ более низ-

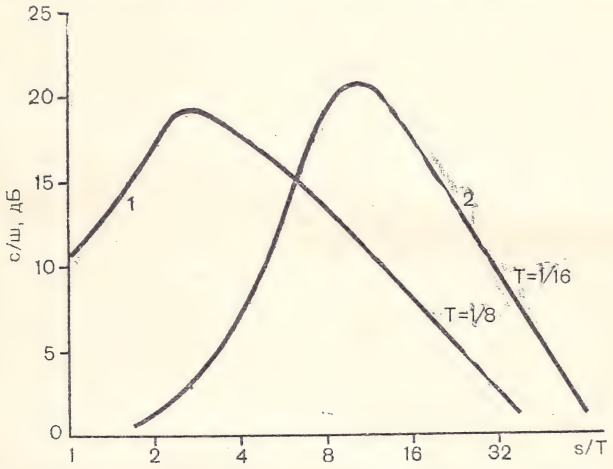


Рис. 22.27. Сравнение одно- и двухразрядной ДИКМ при одной и той же скорости передачи:
1 — двухразрядная ДИКМ; *2* — дельта-модуляция

кой частоты дискретизации. При кодировании видеотелефонного сигнала качество передачи оценивается не только расчетной величиной отношения сигнал/шум квантования, но и субъективным восприятием; с учетом последнего и следует сделать выбор между дельта-модуляцией, двух- или трехразрядной ДИКМ или простой ИКМ.

Прежде чем закончить рассмотрение вопросов кодирования, следует отметить, что в ряде случаев и для передачи телефонных сигналов целесообразно использовать дельта-модуляцию. Например, при кодировании только одного телефонного сигнала дельта-кодер будет намного проще кодера ИКМ. При необходимости в этом случае также может быть применено компандирование сигнала. Компандирование можно реализовать изменением величины шага квантования в зависимости от изменения наклона кривой телефонного сигнала.

УХУДШЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОДИРОВАНИЯ

Шум квантования. Описанные кодеры и декодеры являются относительно сложными устройствами, и точность их работы

определяется точностью ряда резисторов, усилителей и решающих схем. Представляется весьма затруднительным оценить влияние изменения параметров различных элементов схем на характеристику кодера, представляемую ступенчатой функцией. Эта работа может быть успешно выполнена с помощью ЭВМ. Вносимый кодером шум квантования в полосе частот от 0 до $1/2T$ [Гц] ($1/T$ — частота дискретизации) при реальной ступенчатой характеристике кодера $f(x)$ определяется выражением

$$\overline{e^2} = \int_{-\infty}^{\infty} [x - Af(x) - B]^2 p(x)\, dx. \qquad (22.18)$$

Величины A и B, представляющие собой соответственно коэффициент усиления и постоянное смещение, выбираются из условия обеспечения минимального значения величины $\overline{e^2}$. Шум квантования в реальной системе будет превышать теоретическую величину, рассчитанную по ф-ле (22.7), из-за того, что компоненты схем могут быть реализованы лишь с некоторыми допусками.

Шум в свободном канале и переходы между каналами. При отсутствии входных телефонных сигналов каналы ИКМ могут усиливать имеющиеся в них слабые помехи; к последним относятся шумы и сигналы переходных влияний [27]. Хотя это усиление зависит от величины помех и несбалансированного остатка импульсов, управляющих ключами, наиболее ярко оно проявляется в тех случаях, когда характеристика кодера оказывается смещенной таким образом, что уровень нулевого входного сигнала свободного канала совпадает с уровнем решения кодера. В этих условиях помеха с любой сколь угодно малой амплитудой приводит к изменению кодовой комбинации. В этом наихудшем случае выходной сигнал декодера представляет собой импульсы прямоугольной формы с амплитудой s (от пика до пика) и со случайными моментами переходов через нуль. Переменная мощность этого сигнала равна $s^2/4$. Эту величину можно назвать минимальным пороговым уровнем шума системы. При смещении рабочей точки кодера ниже уровня решения мощность шума на выходе системы зависит как от величины смещения, так и от амплитуды помехи. Эта зависимость показана на рис. 22.28, где входная мощность помехи $\overline{x^2}$ нормализована относительно размера шага квантования.

Подобным же образом можно оценить переходные влияния в кодере. При низком уровне переходного сигнала и смещения характеристики кодера до уровня решения точки перехода выходного сигнала декодера через нуль определяются сигналом переходного влияния. Мощность первой гармоники (основной частоты) сигнала прямоугольной формы равна

$$P_x = \frac{1}{2}\left(\frac{2s}{\pi}\right)^2 \qquad (22.19)$$

и не зависит от мощности входного сигнала переходнго влияния. Величина P_x называется минимальным пороговым уровнем переходных влияний системы. Величину переходного сигнала можно уменьшить добавлением на вход кодера шума. В этом случае моменты перехода через нуль выходного сигнала приобретают

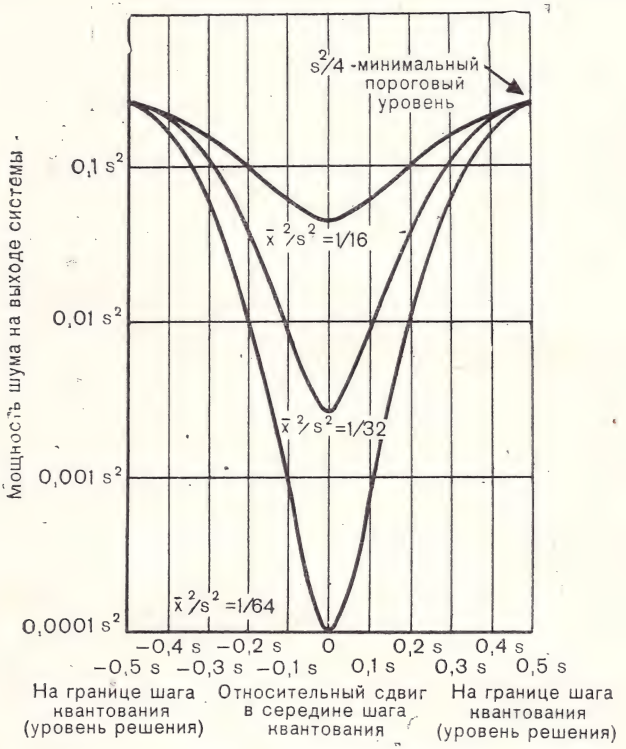


Рис. 22.28. Зависимость мощности шума в свободном канале от сдвига уровня решения декодера

беспорядочный характер, вследствие чего уменьшается мощность основной гармоники переходного сигнала. Как видно из рис. 22.29, при достаточно большой мощности добавочного шума переходные сигналы не усиливаются.

22.3. ЦИКЛОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

Каждый импульсный поток в цифровой системе передачи составляется из компонент от одного или нескольких источников сигналов. Обычно формирование общего цифрового потока осуществляется объединением цифровых сигналов в результате их посимвольного периодического чередования. Эту периодическую структуру можно условно назвать линейным временным спектром, а ее основной период — циклом. Цикловая синхронизация необходима

для распознавания компонент различных сигналов и установки приемного оборудования в соответствующую фазу относительно линейного сигнала, а в конечном счете, для правильного группирования цифровых сигналов перед декодированием и распределением сигналов по каналам. В одноканальном оконечном цифровом оборудовании цикловая синхронизация служит для распознавания элементов кодовых комбинаций.

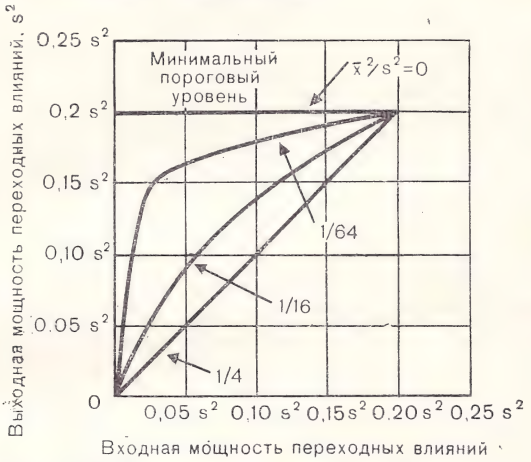


Рис. 22.29. Взаимное влияние между каналами при смещении рабочей точки кодера до уровня решения

Во время передачи к периодическому по структуре выходному цифровому сигналу оконечного оборудования добавляется некоторая импульсная последовательность, называемая цикловым синхросигналом. Частота повторения цикловых синхросигналов определяет длительность цикла. При N символах в цикле каждый из них в процессе поиска синхронизма может быть принят приемным устройством за начало цикла; в действительности начало цикла определяет только один из них. После установки и соответствующего подтверждения необходимых фазовых соотношений между принятым и местным сигналами система будет находиться в состоянии синхронизма.

Цикловая синхронизация может быть осуществлена добавлением к цифровому информационному сигналу специального синхросигнала или при использовании некоторых свойств, присущих самому информационному сигналу. В соответствии с этим различают три метода цикловой синхронизации. Первый метод, как уже указывалось, заключается в добавлении к информационному сигналу специального синхросигнала. Второй метод предусматривает замену некоторой, наименее важной, с точки зрения качества передачи, части информационного сигнала синхросигналом. Наконец, третий метод основан на использовании статистических свойств информационного сигнала; этот метод применим в тех случаях,

когда статистика изменения цифрового состояния одного из символов резко отличается от статистики изменения цифрового состояния остальных символов цикла.

Методы цикловой синхронизации оцениваются по воздействию последней на характеристики системы (качество передачи информационного сигнала, время восстановления синхронизма, чувствительность устройств синхронизации к линейным ошибкам) и сложность устройств синхронизации в оконечном оборудовании. Отрицательным фактором использования специального синхросигнала, дополнительно вводимого в цифровой поток, является уменьшение пропускной способности системы при данной скорости передачи в линейном тракте. Кроме того, введение в цифровой сигнал дополнительных символов для цикловой синхронизации нарушает периодичность кодовых комбинаций; это приводит к некоторому ухудшению характеристик системы из-за остаточного джиттера [1] моментов дискретизации, имеющего место даже после операций сглаживания временных отклонений. Наихудшим методом с точки зрения качественных показателей системы является метод передачи циклового синхросигнала заменой им части информационного сигнала, поскольку эта замена приводит к увеличению мощности шума квантования. Статистический метод цикловой синхронизации свободен от недостатков, присущих описанным двум методам; однако он менее надежен в отношении обеспечения постоянства циклового синхронизма.

Отрезок времени с момента выхода системы из синхронизма до момента его восстановления называется временем восстановления циклового синхронизма. В течение времени восстановления синхронизма осуществляется последовательный посимвольный контроль фазовых соотношений до момента обнаружения циклового синхросигнала и достижения состояния синхронизма. Требования к величине времени вхождения в цикловой синхронизм определяется типом передаваемого сигнала и числом каналов системы.

Выход из синхронизма обычно происходит из-за наличия ошибок в линейном сигнале, которые могут временно изменить параметры циклового синхросигнала; приемное оборудование синхронизации, получив искаженный синхросигнал, может принять решение об отсутствии состояния синхронизма и начале процесса поиска. Подобный процесс выхода из синхронизма и последующего восстановления и сопутствующая ему потеря информации называется ложным выходом из состояния синхронизма. Чтобы предотвратить чрезмерную потерю информации, среднее время между ложными выходами из состояния синхронизма даже при наличии частых импульсных ошибок в линейном тракте должно быть достаточно большим. При статистическом методе цикловой синхронизации ложный выход из состояния синхронизма может иметь место и при отсутствии импульсных ошибок в линейном тракте. Он возникает в тех случаях, когда кратковременная ста-

[1] От английского «jitter» — дрожание во времени (по фазе). (Прим. ред.).

тистика передаваемого сигнала отличается от ожидаемой статистики в нормальных условиях.

При произвольном выборе рассмотренных характеристик синхронизации устройства цикловой синхронизации можно реализовать ценой увеличения сложности. Совокупность выбранных характеристик будет определять сложность схем устройств синхронизации и, в конечном счете, стоимость оконечного оборудования.

ЦИКЛОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ С ДОБАВОЧНЫМИ СИМВОЛАМИ

Наиболее очевидный метод распознавания цикловых интервалов основывается на добавлении к линейному временному спектру сигнала циклового синхросигнала в виде импульсных последовательностей, наиболее редко встречающихся в информационном сигнале [28, 29]. Задача приемного оборудования состоит в поиске синхросигнала и фиксации состояния синхронизма. Обычно цикловой синхросигнал выбирается в виде чередующихся единиц и нулей. Более простым в реализации является синхросигнал, состоящий из одних единиц или нулей. Однако сигнал такого вида можно легко имитировать кодовыми комбинациями, имеющими место в незанятых каналах. Цикловой синхросигнал распознают в результате сравнения принимаемых по линейному тракту символов с цикловым синхросигналом, вырабатываемым устройством синхронизации приемной части оборудования. Если в рассматриваемый момент времени принятый сигнал отличается от сигнала ожидаемого вида, обследуют следующую позицию линейного сигнала. Описанная процедура продолжается до тех пор, пока не будет обнаружено положение циклового синхросигнала.

Чтобы обеспечить достаточно большие интервалы времени между ложными выходами из состояния синхронизма и в то же время обеспечить достаточно малую величину времени вхождения в синхронизм, в приемном устройстве цикловой синхронизации предусматриваются два режима работы. Когда приемное оборудование находится в состоянии синхронизма, одиночные ошибки в цикловом синхросигнале не будут переводить систему синхронизации в режим поиска. При наличии нескольких ошибок в цикловых синхросигналах, например, три ошибки в семи или менее последовательных синхросигналах, устройство синхронизации подготавливается для перехода в режим поиска. В этом случае наличие следующей ошибки в синхросигнале вызывает сдвиг синхронизации на следующую позицию в цикле.

Увеличение скорости передачи суммарного цифрового потока за счет добавочных символов цикловой синхронизации зависит от желаемой величины времени вхождения в синхронизм. Приемное устройство синхронизации в режиме поиска состояния синхронизма находится на каждой импульсной позиции цикла в среднем в течение двух циклов, поскольку единицы и нули в линейном сигнале статистически независимы и равновероятны. В процессе поиска состояния синхронизма должны быть опробованы все возможные импульсные позиции в цикле. В этом случае максимальное

среднее время восстановления синхронизма равно

$$2NT = 2N^2\tau, \qquad (22.20)$$

где N — число символов в цикле; T — длительность цикла, равная произведению числа символов в цикле N на период повторения импульсов линейного сигнала τ. Например, цикл оборудования D1 содержит 193 символа ($N=193$) и длительность цикла T составляет 0,125 мс; максимальное среднее время вхождения в синхронизм составляет 48 мс. Из выражения (22.20) следует, что время вхождения в синхронизм прямо пропорционально квадрату числа символов в цикле.

Вообще, для цикловой синхронизации можно использовать несколько символов в цикле, которые можно сосредоточить в единую группу или распределить по циклу. Приемное устройство цикловой синхронизации в процессе поиска синхронизма может опробовать все возможные импульсные позиции в цикле одновременно или только часть из них. В первом случае обеспечивается минимальная величина времени вхождения в синхронизм; во втором случае время вхождения в синхронизм превышает минимальную величину, но упрощаются устройства синхронизации. Телефонные каналы редко требуют настолько малой величины времени вхождения в синхронизм, чтобы для ее достижения потребовалось бы применение циклового синхросигнала, состоящего из нескольких символов.

ЦИКЛОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ С ЗАМЕНОЙ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИМВОЛОВ

Метод цикловой синхронизации с добавочными символами становится неэффективным в тех случаях, когда длительность цикла очень мала. Указанное положение имеет место при использовании одноканального оконечного оборудования, где цикл состоит из одной кодовой комбинации ИКМ, содержащей девять двоичных символов. Добавление одного символа к каждой кодовой комбинации для цикловой синхронизации уменьшает пропускную способность системы на 10%. Можно использовать циклы большей длительности, однако добавочные символы цикловой синхронизации нарушат периодичность кодовых комбинаций. Так как процессы дискретизации сигнала на передаче и восстановления на приеме требуют периодических АИМ импульсов, то в передающем и приемном оборудовании должны быть предусмотрены схемы с регулируемой задержкой, устраняющие апериодичность кодовых комбинаций. Но даже и в этом случае остаточный джиттер будет искажать сигнал. Простой способ решения проблемы синхронизации заключается в замене символа младшего разряда в каждой k-й кодовой комбинации символом цикловой синхронизации [30]. Процесс поиска синхронизма не отличается от аналогичного процесса при цикловой синхронизации с добавочными символами. Раз-

ница заключается в том, что цикловая синхронизация с заменой информационных символов приводит к увеличению мощности шума квантования, в то время как синхронизация с добавочными символами этим недостатком не обладает.

Параметр k выбирается из условия обеспечения требуемой величины времени вхождения в синхронизм и допустимого ухудшения качества передачи сигналов. Число символов в цикле N пропорционально параметру k, а время вхождения в синхронизм в соответствии с выражением (22.20) пропорционально k^2. В то же время шум квантования с увеличением k уменьшается. Суммарный шум, рассчитанный по ф-ле (22.8), будет равен

$$\overline{e^2} = \frac{k-1}{k}\,\frac{s^2}{12} + \frac{1}{k}\,\frac{(2s)^2}{12} = \frac{s^2}{12}\left(1 + \frac{3}{k}\right). \qquad (22.21)$$

Таким образом, ухудшение качества передачи вследствие замены информационных символов символами цикловой синхронизации будет равно

$$I(k) = 10 \lg \left(1 + \frac{3}{k}\right) \text{ [дБ]}. \qquad (22.22)$$

При $k=10$ ухудшение составляет 1 дБ. При выводе ф-лы (22.22) предполагается, что декодирование кодовой комбинации производится до центра сдвоенного шага квантования. В противном случае символы цикловой синхронизации будут восприниматься в качестве информационных, что приведет к ошибкам. Формула (22.22) дает хорошее приближение для нелинейного кодера и для сигнала с неравномерным распределением амплитуд в тех случаях, когда отношение сигнал/шум квантования достаточно велико.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОД ЦИКЛОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Информация, необходимая для разграничения и распознавания циклов, может содержаться непосредственно в выходном цифровом сигнале кодера без использования добавляемых или заменяющих информацию символов [31]. Один из простейших статистических методов цикловой синхронизации реализуется с помощью контроля вероятности появления единиц и нулей на какой-либо позиции во входящем цифровом потоке [32]. При использовании кода Грея символ второго разряда в кодовой комбинации имеет значение «единица» в центральной части динамического диапазона кодера и значение «нуль» на краях диапазона (см. рис. 22.19). Поэтому при кодировании сигнала третичной группы с частотным разделением каналов символ второго разряда кодовой комбинации с большой вероятностью имеет значение «единица». При загрузке, обеспечивающей минимальные искажения, среднеквадратическое значение амплитуды сигнала третичной группы ЧД составляет одну четверть от величины порога перегрузки кодера; при этом вероятность появления во втором разряде кодера символа со значением «единица» составляет 0,95. Для всех остальных разрядов кодера эта вероятность менее 0,5.

Контроль статистики цифрового сигнала можно реализовать несколькими способами. В простейшем случае схема контроля состоит из *RC*-интегрирующей цепи и порогового детектора. Всякий раз, когда символ второго разряда кодовой комбинации ИКМ принимает значение «нуль», на вход *RC*-интегратора подается импульс. Постоянная времени интегратора и величина порога выбираются таким образом, что при появлении «нуля» во втором разряде кодовой комбинации в 5% случаев порог превышается редко; если появление «нулей» имеет место в 50% случаев, то порог превышается в течение нескольких циклов. При кодировании сигнала третичной группы ЧД промежуток времени между ложными выходами из состояния синхронизма составляет более суток, а максимальное среднее время вхождения в синхронизм составляет около 160 мкс.

Хотя статистический метод цикловой синхронизации позволяет обойтись без увеличения требуемой скорости передачи цифрового потока, при его использовании должна быть проявлена определенная осторожность. Так, при испытаниях оборудования третичной группы ЧД с использованием синусоидального сигнала или при передаче по тракту сигнала с неизвестной статистикой частота ложных выходов из состояния синхронизации может оказаться недопустимой.

22.4. КОНТРОЛЬ ХАРАКТЕРИСТИК ОКОНЕЧНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Для обеспечения хорошего качества обслуживания необходимо контролировать характеристики оконечного оборудования, и в случае повреждений или при превышении эксплуатационной нормы по шуму квантования оконечное оборудование следует изъять из эксплуатации. Эксплуатационная норма и допустимое время на устранение повреждения зависит от требуемого качества обслуживания и числа каналов системы. Как правило, при использовании оконечного оборудования, рассчитанного на 600 и более каналов, время восстановления действия связи должно быть минимальным; это достигается автоматическим переключением на резервное оборудование. При меньшем числе каналов допускается большее время восстановления действия связи; в этом случае связь можно восстановить ручным переключением на резервное оборудование или с помощью ремонта поврежденного оборудования.

О работе генераторного оборудования передающей и приемной частей оборудования, а также другого цифрового оборудования можно судить по цикловому синхросигналу, полученному на приемном конце линии связи. Длительные или частые ложные выходы из циклового синхронизма являются показателями наличия неисправностей в цифровом оборудовании. Это позволяет использовать ложные выходы из синхронизма для индикации аварийного состояния на оконечных станциях.

Однако система цикловой синхронизации не может обеспечить контроль работы кодера (по величине шума квантования) или других аналоговых частей оконечного оборудования. Контроль этих устройств осуществляется другими способами. Контроль всей аналоговой части оборудования, включая индивидуальное оборудование телефонных каналов, неприемлем по экономическим соображениям. Поэтому обычно ограничиваются контролем тех параметров оборудования, которые не требуют использования сложных и дорогих устройств контроля. Например, в канальном блоке типа D2 кодер проверяют подачей на его вход аналогового сигнала с определенной амплитудой и контролем соответствующей кодовой комбинации на его выходе. Декодер контролируют по величине аналогового сигнала на его выходе при подаче на вход декодера определенной кодовой комбинации. Однако описанные способы являются лишь частичным решением проблемы контроля, поскольку они не охватывают всех возможных повреждений оконечного оборудования.

Оконечное оборудование третичной группы ЧД, обслуживающее 600 телефонных каналов, контролируют с помощью встроенных в него устройств контроля. Характеристики кодека оцениваются по величине шума квантования в полосах частот многоканального спектра, являющихся полосами расфильтровки между каналами, и по величине токов контрольных частот. Как только величины токов контрольных частот или шум квантования выходят за установленные пределы, производят переключение на другое оконечное оборудование.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 22

1. **Whittaker E. T.** «On the Functions Which Are Represented by the Expansions of the Interpolation Theory», Proc. Royal Society, vol. 35 (Edinburgh, 1914—1915), pp. 181—194.
2. **Nyquist H.** «Certain Topics in Telegraph Transmission Theory», Trans. AIEEE, vol. 47 (1928), pp. 617—644.
3. **Linden D. A.** «A Discussion of Sampling Theorems», Proc. IRE, vol. 47 (July 1959), pp. 1219—1226.
4. **Haard H. B.** and **C. G. Svala.** «Means of Detecting and/or Generating Pulses», U. S. Patent 2718621, Sept. 20, 1955.
5. **Cattermole K. W.** «Efficiency and Reciprocity in Pulse Amplitude Modulation», Proc. IEE (Dec. 1957), pp. 449—462.
6. **Max J.** «Quantizing for Minimum Distortion», Trans. IRE, vol. IT (Mar. 1960), pp. 7—12.
7. **Smith B.** «Instantaneous Companding of Quantized Signals», Bell System Tech. J., vol. 36 (May 1957), pp. 653—709.
8. **Purton R. F.** «Survey of Telephone Speech-Signal Statistics and Their Significance in the Choice of a PCM Companding Law», Proc. IEE, vol. B109 London, Jan. 1962), pp. 60—66.
9. **Cattermole K. W.** Discussion on the above paper by Purton, Proc. IEE, vol. B109 (London, Jan. 1962), pp. 485—487.
10. **Kaneko H.** and **T. Sekimoto.** «Logarithmic PCM Encoding Without Diode Compandor», IEEE Int. Conv. Rec., vol. 11, PT-8 (1963), pp. 266—281.
11. **Richards D. L.** «Transmission Performance of Telephone Networks Containing PCM Links», Proc. IEE, vol. 115 (Sept. 1968), pp. 1245—1258.

12. **Smith B. D.** «Coding by Feedback Methods», Proc. IRE. vol. 41 (Aug. 1953), pp. 1053—1058.
13. **Mann H., H. M. Straube** and **C. P. Villars.** «Companded Coder System for an Experimental PCM Terminal», Bell System Tech. J., vol. 41 (Jan. 1962), pp. 173—226.
14. **Smith B. D.** «An Unusual Electronic Analog-Digital Conversion Method», IRE PGI, vol. PGI-5 (June 1956), pp. 155—160.
15. **Waldhauer F. D.** «PCM Coder», U.S. Patent 3161868, Dec. 15, 1964.
16. **Dammann C. L.** «An Approach to Logarithmic Coders and Decoders», NEREM Record (1966), pp. 196—197.
17. **Sears R. W.** «Electron Beam Defiection Tube for Pulse Code Modulation», Bell System Tech J., vol. 27 (Jan. 1948), pp. 44—57.
18. **Cooper H. G., M. H. Crowell** and **C. Maggs.** «A High Speed PCM Coding Tube», Bell Laboratories Record, vol. 42 (Sept. 1964), pp. 266—272.
19. **Gray F.** «Pulse Code Communications», U.S. Patent 2632058, March 17, 1953.
20. **Waldhauer F. D.** «Analog-to-Digital Converter», U.S. Patent 3187325, June 1, 1965.
21. **Edson J. O.** and **H. H. Henning.** «Broadband Codecs for an Experimental 224 Mb/s PCM Terminal», Bell System Tech. J., vol. 44 (Nov. 1965), pp. 1887—1940.
22. **Cutler C. C.** «Differential Quantization of Communications Signals», U.S. Patent 2605361, July 29, 1952.
23. **O'Neal J. B.** «Delta Modulation Quantizing Noise—Analytical and Computer Simulation Results for Gaussian and Television Input Signals», Bell System Tech. J., vol. 45 (Jan. 1966), pp. 117—141.
24. **McDonald R. A.** «Signal to Noise and Idle Channel Performance of Differential Pulse Code Modulation Systems—Particular Applications to Voise Signals», Bell System Tech. J., vol. 45 (Sept. 1966), pp. 1123—1151.
25. **Deloraine E. M., S. Van Merlo and B. Derjavitch.** French Patent 932—140, Aug. 10, 1946.
26. **Protonotarious E. N.** «Slope Overload Noise in Differential Pulse Code Modulation Systems», Bell System Tech. J., vol. 46 (Nov. 1967), pp. 2119—2162.
27. **Shennum R. H.** and **J. R. Gray.** «Performance Limitations of a Practical PCM Terminal», Bell System Tech. J., vol. 41 (Jan. 1962), pp. 143—171.
28. **Gilbert E. N.** «Synchronization of Binary Messages», IRE PGIT, vol. IT-6 (Sept. 1960), pp. 470—477.
29. **Rauch L. L.** «Considerations on Synchronization for PCM Telemetry», IRE PGSET, vol. Set-6, (Sept.-Dec. 1960), pp. 95—98.
30. **Mayo J. S.** «Experimental 224 Mb/s PCM Terminals», Bell System Tech. J., vol. 44 (Nov. 1965), pp. 1813—1941.
31. **Mayo J. S.** and **R. J. Trantham.** «Statistical Framing of Code Words in a Pulse Code Receiver», U.S. Patent 3175157, Mar. 23, 1965.
32. **Gray J. R.** and **J. W. Pan.** «Using Digital Statistics to Word-Frame PCM Signals», Bell System Tech. J., vol. 43 (Nov. 1964), pp. 2985—3007.

23. ГЛАВА

Оборудование цифрового группообразования

Для передачи цифровых сигналов с разными скоростями предусматривается различное цифровое оборудование подобно тому, как для передачи аналоговых сигналов с различными полосами частот используются различные аналоговые системы. Цифровые системы должны быть объединены в сеть связи, обеспечивающую передачу цифрового сигнала до места назначения по трактам одной или нескольких цифровых систем. Соединения должны быть достаточно гибкими в смысле возможности организации обходных путей при повреждении оборудования, изменении траффика и при технической эксплуатации магистрали. Соединение различных комплектов оборудования, работающих с одной и той же скоростью передачи, можно выполнить как ручным способом, так и с помощью оборудования автоматической коммутации. Соединение комплектов оборудования, работающих с разными скоростями передачи, требует применения оборудования цифрового группообразования.

Временное уплотнение нескольких цифровых сигналов для формирования более высокоскоростного цифрового сигнала можно осуществить с помощью селекторного ключа, обеспечивающего поочередной выбор импульсов из каждой входящей линии и подачу их на вход высокоскоростной линии. На приемном конце производится обратная операция, в результате которой высокоскоростной цифровой сигнал разделяется на соответствующее число низкоскоростных цифровых сигналов. Основными проблемами при цифровом группообразовании являются выравнивание скоростей передачи исходных сигналов (называемое далее синхронизацией по тактовой частоте или хронированием) и цикловая синхронизация. Скорости передачи входящих цифровых сигналов необходимо выравнять таким образом, чтобы в высокоскоростном цифровом сигнале обеспечивалось регулярное чередование символов, принадлежащих различным низкоскоростным цифровым сигналам. Цикловая синхронизация должна обеспечить распознавание составляющих цифрового сигнала на приемном конце. Эти операции требуют использования эластичной памяти, являющейся важной частью оборудования цифрового группообразования.

Эластичная память называется также буферной памятью. Поступающие на оборудование группообразования импульсы информации различных низкоскоростных цифровых сигналов должны ждать своей очереди для передачи по высокоскоростной системе. Время ожидания является непостоянной величиной вследствие времени распространения входящих линий и осуществления в оконечном оборудовании цифрового группообразования процессов хронирования и цикловой синхронизации.

Проблема цикловой синхронизации аналогична указанной проблеме в цифровом оконечном оборудовании и может быть решена теми же способами, что и в цифровом оконечном оборудовании. Для обеспечения гибкости системы во всех типах оборудования цифрового группообразования используется цикловая синхронизация с добавочными символами. Выбор этого метода цикловой синхронизации определяется тем, что он не требует определенной статистики входного сигнала или замены информационных символов на символы циклового синхросигнала. Следовательно, оборудование цифрового группообразования может обрабатывать цифровые сигналы от любых источников информации.

23.1. МЕТОДЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЕ

Главной проблемой при разработке системы цифрового группообразования является синхронизация по тактовой частоте. Цифровые сигналы нельзя непосредственно объединить до тех пор, пока их скорости передачи не будут синхронизированы от общего задающего генератора. Трудности при осуществлении синхронизации по тактовой частоте определяются тем, что источники цифровых сигналов часто находятся друг от друга на больших расстояниях. Синхронизация по тактовой частоте может быть выполнена следующими методами: 1) методом главного задающего генератора, 2) методом взаимной синхронизации, 3) методом стабильных генераторов, 4) методом импульсных вставок (стаффинга).

МЕТОД ГЛАВНОГО ЗАДАЮЩЕГО ГЕНЕРАТОРА

Очевидным методом синхронизации по тактовой частоте является использование для хронирования всей системы одного (главного) задающего генератора [1]. Хорошо известные трудности применения этого метода заключаются в уязвимости системы вследствие повреждения главного генератора или линий передачи. Система с достаточной избыточностью и автоматическим устранением повреждений при реализации весьма сложна и слишком дорога.

МЕТОД ВЗАИМНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Этот метод синхронизации по тактовой частоте (называемый также методом усреднения фаз) предусматривает использование

на каждой станции задающего генератора, частота которого равна средней величине из всех входящих частот и номинального значения частоты на данной станции [2]. Можно показать, что частоты задающих генераторов на всех станциях в установившемся режиме будут стремиться к общей частоте. Этот метод свободен от недостатка, присущего предыдущему методу в части проблемы надежности, поскольку повреждение одного из задающих генераторов или линии передачи не оказывает существенного влияния на работу системы. Однако метод требует дальнейшего изучения в части определения оптимального алгоритма усреднения частоты на каждой станции при развитии отдельных зон использования цифровых систем передачи в разветвленную цифровую сеть связи и в части ограничения отклонений частоты системы в заданных пределах при небольших нарушениях в системе, вызываемых коммутацией линий передачи (например, в случае повреждений) [3].

МЕТОД СТАБИЛЬНЫХ ЗАДАЮЩИХ ГЕНЕРАТОРОВ

Третий метод синхронизации по тактовой частоте заключается в использовании на каждой станции, содержащей цифровое оконечное оборудование, задающих генераторов с очень высокой стабильностью. Для компенсации очень медленно изменяющихся фазовых ошибок используются устройства эластичной памяти. Поскольку емкость устройств памяти ограничена, они должны периодически переводиться в исходное состояние, что приведет к некоторой потере информации. При использовании атомных генераторов со стабильностью 10^{-12} и достаточно большой емкости устройств памяти частость потери информации будет приемлемой. В будущем, вероятно, будет использоваться комбинированный метод синхронизации, включающий в себя три метода, описанные выше. В пределах каждого района будет использоваться метод главного задающего генератора с высокой стабильностью; генераторы районов будут синхронизироваться методом взаимной синхронизации.

МЕТОД СТАФФИНГА

Последним из описываемых методов синхронизации по тактовой частоте является метод стаффинга, который и используется при реализации оборудования цифрового группообразования в настоящее время [4]. Основной принцип метода стаффинга заключается в том, что выходная скорость передачи оборудования цифрового группообразования выбирается больше суммы скоростей передачи входящих цифровых сигналов; свободные импульсные позиции в выходном сигнале заполняются импульсами стаффинга. Количество дополнительных импульсов стаффинга в каждом входящем цифровом сигнале выбирается с таким расчетом, чтобы полученные после вставок дополнительных импульсов низкоскоростные цифровые сигналы были синхронизированы с частотой местного задающего генератора (рис. 23.1).

Из предлагаемых четырех методов синхронизации по тактовой частоте метод стаффинга наименее сложен, поскольку он требует наименьшей емкости буферной памяти. Все методы тактовой синхронизации, кроме метода стаффинга, не исключают возможности потери информации или образования свободных импульсных пози-

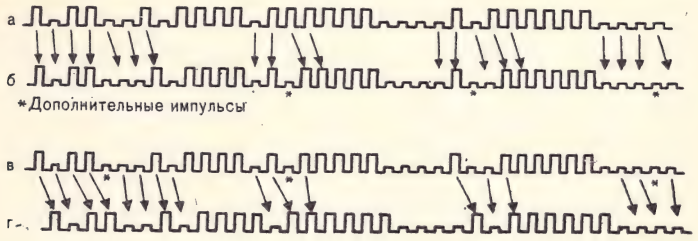


Рис. 23.1. Синхронизация методов стаффинга:
а — исходный сигнал; *б* — сигнал с импульсами стаффинга, подлежащий объединению; *в* — принятый и разделенный сигналы с импульсами стаффинга; *г* — сглаженный сигнал после удаления импульсов стаффинга

ций в линейном сигнале при изменении времени распространения сигнала по линии даже в случае наличия тактовой синхронизации. Например, на магистрали коаксиального кабеля длиной 1000 км при передаче цифрового сигнала со скоростью 3.10^8 бит/с в каждый момент времени по линии распространяется около одного миллиона двоичных символов, при этом каждый символ занимает около 1 м кабеля. Увеличение времени распространения на 0,01%, возникающее вследствие повышения температуры на один градус по Фаренгейту (5/9°С), приведет к увеличению количества символов, распространяющихся по кабелю, на 100; эти символы должны быть восприняты эластичной памятью оборудования цифрового группообразования. Компенсация указанных изменений обеспечивается с помощью одной ячейки памяти.

В каждой цифровой системе с группообразованием операции стаффинга выполняются независимо, что обеспечивает надежность системы. Скорость передачи цифрового сигнала на каждой линии связи также выбирается независимо и не влияет на частоту задающих генераторов других линий в сети связи. Повреждение одного оборудования группообразования или линии будет воздействовать только на сигналы, передаваемые по данной линии связи.

Выбор для тактовой синхронизации метода стаффинга не мешает осуществлению синхронизации сети. Вставка дополнительных символов в асинхронные низкоскоростные цифровые сигналы позволяет использовать высокоскоростные цифровые тракты; удаление дополнительных символов на приеме обеспечивает восстановление низкоскоростных цифровых сигналов в первоначальном виде. При применении в будущем цифровой коммутации низко-

скоростные цифровые сигналы могут быть сделаны синхронными; последнее не отразится на использовании высокоскоростных цифровых трактов. Таким образом, и в будущем будет обеспечена гибкость сети.

23.2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ГРУППООБРАЗОВАНИЯ

Семейство систем цифрового группообразования, кроме метода тактовой синхронизации, характеризуется рядом других особенностей. Как указывалось ранее, в настоящее время оборудование цифрового группообразования рассчитано на использование метода стаффинга. Этот метод требует организации дополнительного канала связи (канала управления стаффингом) для передачи на приемное оконечное оборудование информации о местонахождении импульсов стаффинга. Канал управления стаффингом может быть как индивидуальным для каждого низкоскоростного цифрового сигнала, так и общим для нескольких цифровых сигналов. Индивидуальные каналы управления стаффингом обеспечивают бо́льшую гибкость, но менее экономичны. Поэтому в высокоскоростном цифровом сигнале организуется общий канал передачи данных, используемый для передачи информации стаффинга всех низкоскоростных сигналов.

При проектировании семейства систем цифрового группообразования должна быть выбрана иерархия скоростей передачи цифровых систем различного порядка. Считается, что в иерархию входят следующие скорости передачи: 1,544 Мбит/с (система Т1), 6,312 Мбит/с (система Т2) и 46,304 Мбит/с (система Т3). Каждый тип оборудования цифрового группообразования, принимающий цифровые сигналы с некоторой скоростью передачи, преобразует их в цифровой сигнал со скоростью передачи только следующего уровня иерархии. Например, чтобы объединить несколько цифровых сигналов со скоростью передачи системы Т1 в сигнал системы Т3, необходимо использовать два типа оборудования цифрового группообразования. Типы оборудования группообразования маркируются по номерам ступеней иерархии входных и выходных сигналов. Например, оборудование цифрового группообразования типа М12 преобразует несколько сигналов системы Т1 в цифровой сигнал системы Т2.

ВРЕМЕННОЙ СПЕКТР СИГНАЛА

На основе выбранных параметров устанавливается общая структура временны́х спектров линейных сигналов для всех типов оборудования группообразования. Типовой временно́й спектр сигнала оборудования группообразования М12 приведен на рис. 23.2 [5].

M_0	[48]	C_{I}	[48]	F_0	[48]	C_{I}	[48]	C_{I}	[48]	F_1	[48]
M_1	[48]	C_{II}	[48]	F_0	[48]	C_{II}	[48]	C_{II}	[48]	F_1	[48]
M_1	[48]	C_{III}	[48]	F_0	[48]	C_{III}	[48]	C_{III}	[48]	F_1	[48]
M_1	[48]	C_{IV}	[48]	F_0	[48]	C_{IV}	[48]	C_{IV}	[48]	F_1	[48]

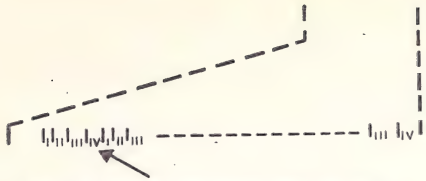


Рис. 23.2. Временной спектр сигнала оборудования группообразования типа М12

Временно́й спектр образуется в результате посимвольного чередования четырех цифровых сигналов со скоростью передачи системы Т1. После каждых 48 информационных символов (по 12 символов из каждого сигнала Т1) размещается управляющий символ. Управляющие символы (F) представляют собой основные символы циклового синхросигнала. Между символами F размещаются управляющие символы (M и C). При последовательных символах C указывают на наличие или отсутствие импульса стаффинга, а соответствующий символ M указывает, в какой из четырех систем Т1 производится вставка импульсов стаффинга. Символы M образуют вторичный цикловой синхросигнал и разделяют формат на 4 субцикла.

Индексы символов M и F указывают на их значение в цифровом сигнале: 0 или 1. Так, символ F_1 всегда имеет значение 1, а следующий управляющий символ может быть M_1 или M_0. Следующие за символом M_0 три символа C в субцикле являются указателем стаффинга для первого сигнала Т1; при этом три единицы (111) означают наличие вставки дополнительного импульса стаффинга, а три нуля (000) — отсутствие импульса стаффинга. Если символы C указывают на наличие вставки дополнительного импульса, то этот импульс размещается на первой информационной позиции первого сигнала Т1 после следующего импульса F_1. Другие последовательности символов C определяют процесс стаффинга в 2, 3, 4-м сигналах Т1. Три символа в команде управления стаффингом обеспечивают коррекцию одной импульсной ошибки.

Приемное оборудование группообразования М12 вначале производит поиск последовательности $F_0F_1F_0F_1$. Этим обеспечивается распознание четырех сигналов Т1, а также управляющих символов M и C. С помощью последовательности $M_0M_1M_1M_1$ обеспечивается распознание символов C и дальнейшее разделение высокоскоростного сигнала на четыре сигнала Т1 и удаление импульсов стаффинга. Рассмотренный временной спектр обеспечивает две возможности контроля правильности работы оборудования. Первая связана с цикловой синхронизацией. Возможно, хотя и маловероятно, что наряду с правильной последовательностью $F_0F_1F_0F_1$ один из сигналов Т1 может содержать аналогичную последовательность. Тогда приемное оборудование может быть засинхронизировано этой неправильной последовательностью. Наличие последовательности $M_0M_1M_1M_1$ обеспечивает проверку подлинности последовательности $F_0F_1F_0F_1$. Вторая возможность определяется способностью корректировать ошибку в команде управления стаффингом. При реальной частоти ошибок в цифровых линиях связи возникновение двойных ошибок очень маловероятно.

Пропускная способность временно́го спектра М12 для цифровых сигналов с различными скоростями передачи может быть рассчитана, исходя из его структуры. В каждом M-цикле, содержащем один цикл символов $M_0M_1M_1M_1$, в каждый из четырех сигналов может быть вставлен один импульс стаффинга. Поскольку в каждом M-цикле сигнал имеет 288 информационных символов ($12\times6\times4$), то скорость передачи каждого сигнала можно увеличить на 5,4 кбит/с (1,544 Мбит/с $\times$ 1/288). Указанная величина значительно превышает ожидаемое допустимое отклонение скорости передачи входных сигналов Т1. Местный задающий генератор, определяющий скорость передачи на выходе оборудования группообразования, определяет также и номинальную скорость стаффинга, которая должна быть достаточно высокой, чтобы обеспечить работу системы при наивысших ожидаемых входных скоростях передачи. В наиболее точной формулировке номинальная скорость передачи системы Т2 равна $1{,}544\times4\times\frac{49}{48}\times\frac{288}{288}$ Мбит/с, где 4 — число сигналов Т1; 49/48 — отношение общего числа тактовых интервалов к числу информационных интервалов; S — отношение номинальной скорости стаффинга к максимальной. Выбор величины S, равной 1/2, обеспечивает наибольшее отклонение частоты от номинального значения. При меньшей величине S уменьшается джиттер времени ожидания, накладываемый на сигнал (объяснение этого обстоятельства изложено далее). Желательно также выбрать номинальную частоту задающего генератора системы Т2 кратной 8 кГц. С учетом изложенного скорость передачи системы Т2 выбрана равной 6,312 Мбит/с, при этом величина S составляет около 1/3.

Хотя кажется, что временно́й спектр М12 имеет намного бо́льшую пропускную способность по стаффингу, чем это необходимо, исходя из долговременной стабильности частоты оконечного оборудования, имеются основания в необходимости обеспечения этого дополнительного запаса. Одно из них заключается в том, что мгновенное значение частоты сигнала, поступающего на оборудование группообразования, может выходить за пределы, установленные для частоты оконечного оборудования. Это объясняется наличием джиттера в процессе хронирования в регенераторах. В системе Т1 мгновенное отклонение частоты может достигать ±1 кГц. Однако главная причина в необходимости указанного запаса пропускной способности по стаффингу определяется временем восстановления синхронизма оборудования группообразования. В гл. 22 показано, что время восстановления синхронизма пропорционально квадрату числа символов N между цикловыми синхросигналами. Чтобы обеспечить время восстановления синхронизма меньшим, чем в канальном блоке, число символов N во временно́м спектре М12 должно находиться в пределах от 100 до 200. Управляющие символы стаффинга M и C размещаются на определенных позициях между символами F, что обеспечивает простоту схем устройств синхронизации. Указанные обстоятельства

и приводят к необходимости введения некоторого запаса по пропускной способности во временно́м спектре М12.

Возможно построение временно́го спектра с меньшим числом управляющих символов, что приведет к удорожанию оборудования группообразования; поэтому необходимо сопоставить удорожание аппаратуры с выигрышем от уменьшения требуемой пропускной способности канала управления.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ

Типовая структурная схема оборудования группообразования представлена на рис. 23.3. Передающая часть оборудования группообразования содержит оконечный регенератор и преобразователь кода для каждого входящего цифрового сигнала. Эти устройства преобразуют входящий многоуровневый цифровой сигнал в двоичный сигнал и выделяют хронирующую информацию (информацию синхронизации по тактовой частоте). Затем двоичная информация под управлением выделенного хронирующего сигнала записывается на индивидуальные устройства эластичной памяти. Считывание информации с устройств эластичной памяти осуществляется под управлением местного задающего генератора в оборудовании группообразования, частота которого превышает тактовую частоту входящего сигнала.

Информация со всех входных устройств эластичной памяти дискретизируется по очереди с помощью схем устройства общего управления. Последнее включает в себя местный задающий генератор и схемы деления частоты, обеспечивающие выполнение всех операций в соответствующие моменты времени. Поочередная дискретизация информации производится до тех пор, пока устройство общего управления не зафиксирует состояние, требующее вставки дополнительного импульса. Операция вставки дополнительного импульса производится следующим образом. Сначала соответствующим символом *С* во временно́м спектре придается значение 1, а затем на месте определенного тактового интервала в цикле приостанавливается считывание информации с устройства эластичной памяти на один тактовый интервал. Двоичные символы, сгруппированные устройством общего управления, преобразуются в цифровой сигнал с необходимыми параметрами, который подается на линию передачи.

Приемная часть оборудования группообразования (рис. 23.3) содержит оконечный регенератор и преобразователь кода, служащий для преобразования многоуровневого цифрового сигнала, принятого по высокоскоростному линейному тракту, в двоичный сигнал. Приемное устройство общего управления содержит источник и схемы деления частоты, аналогичные таким же устройствам передающей части оборудования группообразования. Эти устройства обеспечивают разделение высокоскоростного цифрового сигнала на низкоскоростные сигналы и устранение импульсов стаффинга. Приемное устройство синхронизации обеспечивает необхо-

димое фазовое состояние приемного устройства общего управления по отношению к линейному сигналу.

Импульсы C по мере поступления накапливаются в регистре. Если, по крайней мере, два символа C в субцикле имеют значение 1, то предполагается, что следующий после F_1 тактовый интервал для соответствующего сигнала Т1 содержит импульс стаффинга, который не будет записан в устройстве эластичной памяти. В противном случае информация разделяется на низкоскоростные потоки и записывается в соответствующие ячейки эластичной памяти для каждого сигнала. Информация поступает на устройства эластичной памяти периодически со случайными перерывами, возникающими вследствие устранения импульсов стаффинга. Для обеспечения как можно более равномерной скорости считывания информации используется генератор с фазовой подстройкой. После считывания двоичная информация преобразуется обратно в сигнал Т1.

УСТРОЙСТВА ЭЛАСТИЧНОЙ ПАМЯТИ

В синхронной цифровой сети эластичная память используется для компенсации изменений времени распространения и, как было показано ранее, требуемый объем памяти может быть очень большим. При использовании метода стаффинга

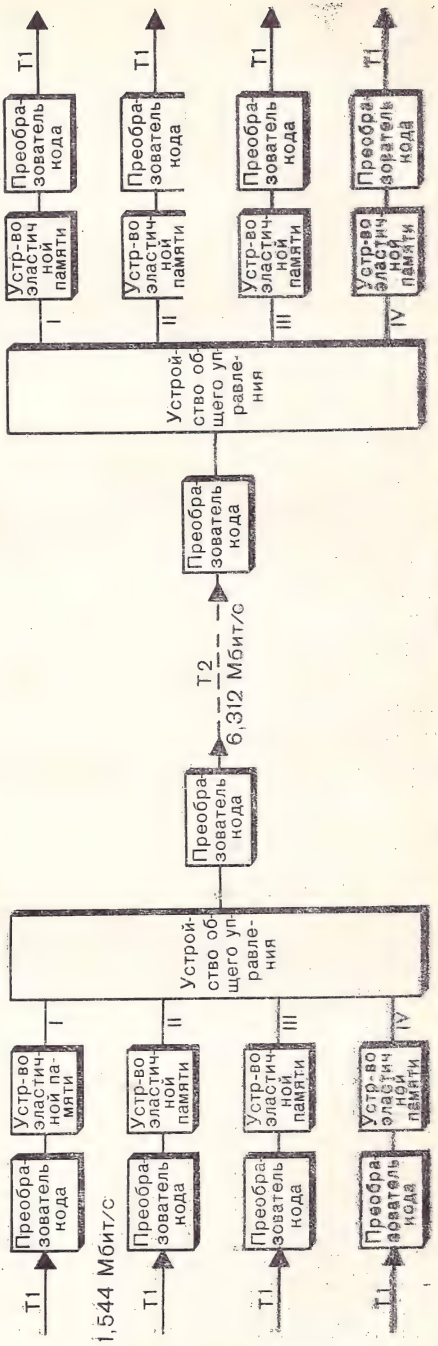


Рис. 23.3. Структурная схема оборудования цифрового группообразования типа М12

эластичная память может состоять всего лишь из одной ячейки, поскольку в каждом цикле импульс стаффинга является единственным. Однако некоторые операции при группообразовании также требуют некоторой эластичной задержки, поэтому обычно используются устройства эластичной памяти с четырьмя или бо́льшим числом ячеек памяти.

Входящие символы записываются в устройство памяти под управлением тактовой частоты, выделяемой из входящего цифрового сигнала, а считывание информации осуществляется под управлением независимого местного задающего генератора. Поскольку число запоминаемых символов ограничивается числом ячеек памяти, принятым при разработке аппаратуры, задержка между записью и считыванием ограничивается объемом памяти. Устройства эластичной памяти могут быть выполнены различными способами [6, 7]; одно из устройств, представленное на рис. 23.4, аналогично коммутатору. Сегменты коммутатора соединены с ячейками памяти. Одна щетка служит для записи информации в ячейки памяти, другая — для считывания информации. Угловые скорости вращения щеток соответствуют тактовым частотам записи и считывания. Если тактовая частота считывания ниже частоты записи, то считывающая щетка будет медленно отставать и записывающая щетка в конце концов догонит считывающую щетку. В этот момент произойдет потеря информации, содержащейся в одном блоке символов. И наоборот, если считывание производится с большей скоростью, то считывание догонит запись; в результате этого один блок символов будет повторен, если считывание производится без стирания записанной информации. В обоих этих случаях говорят, что эластичная память переполнена. Методом предотвращения беспорядочного переполнения эластичной памяти является синхронизация (скоростей записи и считывания).

Вставка импульсов стаффинга является в известном смысле управляемым переполнением памяти, обеспечивающим восстановление правильной последовательности символов. При этом необходимы два условия. Во-первых, тактовая частота считывания должна быть больше частоты записи и, во-вторых, вставка дополнительных символов должна производиться в заранее установленные моменты времени, чтобы обеспечить правильное удаление дополнительных символов на приеме.

Первое условие выполняется соответствующим выбором номинальных значений частот и допустимых отклонений. Второе обеспечивается периодическим контролем задержки между записью и считыванием. Когда задержка оказывается меньше заданной пороговой величины, операцию считывания заставляют задержаться на ячейке памяти еще на один дополнительный тактовый интервал. Это эффективно стимулирует переполнение идеальной эластичной памяти, содержащей одну ячейку.

Задержка между записью и считыванием измеряется с помощью фазового компаратора, как показано на рис. 23.4. Этот метод реализуется с помощью триггера, который переводится в

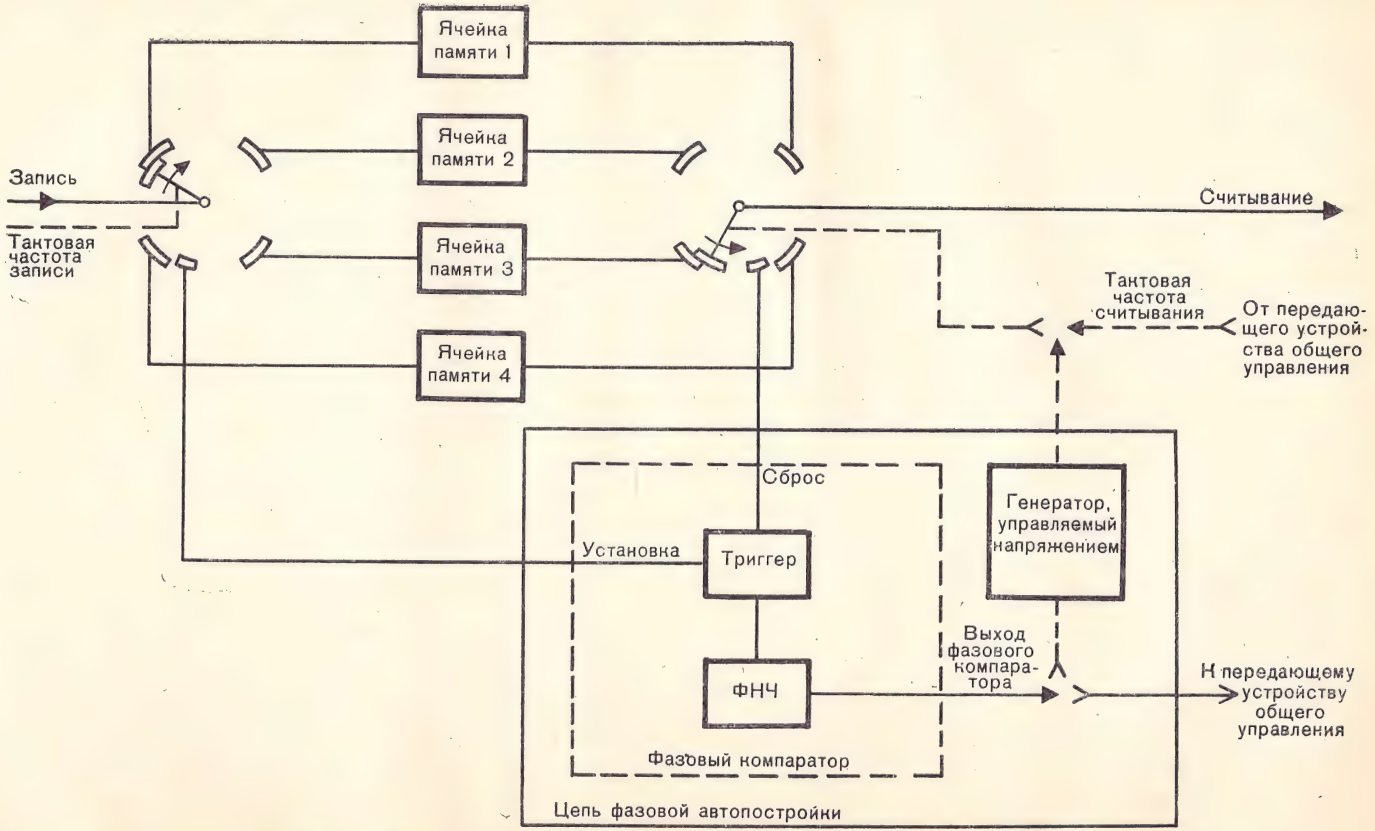


Рис. 23.4. Устройство эластичной памяти

одно из устойчивых состояний при записи информации в данную ячейку памяти и переводится в другое устойчивое положение при считывании информации с данной ячейки. В нормальных условиях, когда считывание с каждой ячейки памяти производится в середине промежутка времени между моментами записи, триггер будет генерировать периодическую последовательность импульсов со скважностью, равной двум. При изменении задержки при записи и считывании будет изменяться и скважность импульсов. Среднее значение сигнала на выходе триггера является мерой скважности импульсов и, следовательно, мерой заполнения памяти (рис. 23.5).

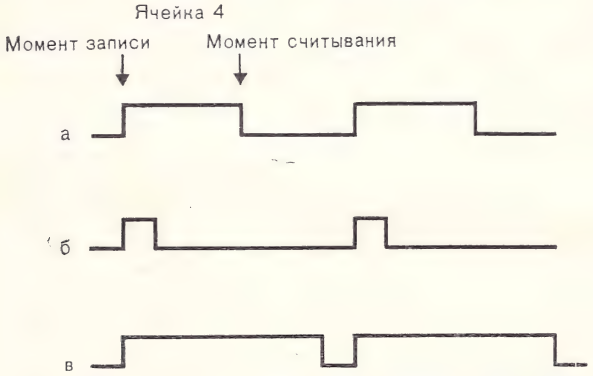


Рис. 23.5. Форма сигнала на выходе фазового компаратора:
а — заполнение наполовину; *б* — около «опорожнения»; *в* — около полного заполнения

При использовании метода стаффинга выходная последовательность импульсов является непериодической даже при периодическом входном сигнале. Она будет иметь случайные перерывы в тех местах, где информационные символы чередуются с импульсами стаффинга (см. рис. 23.1). Таким образом, даже после надлежащего удаления импульсов стаффинга символы принимаемой информации имеют джиттер. Перед дальнейшей обработкой сигнала джиттер должен быть сглажен. Сглаживание джиттера является функцией приемного устройства эластичной памяти и ее цепи фазовой автоподстройки.

ЦЕПЬ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

Для того чтобы сгладить цифровой поток, обладающий джиттером, необходимо, чтобы тактовая частота считывания была равна средней тактовой частоте входящего сигнала. Поскольку тактовую частоту с джиттером трудно измерить, то тактовая частота считывания может осуществлять только текущую оценку средней входной частоты. Такого рода тактовую частоту считывания можно генерировать с помощью цепи фазовой автоподстройки.

Цепь фазовой автоподстройки, представленная на рис. 23.6, состоит из генератора, управляемого напряжением, и фазового компаратора. Частота генератора является функцией напряжения, а напряжение на выходе компаратора пропорционально разности фаз между входящим синусоидальным сигналом и синусоидаль-

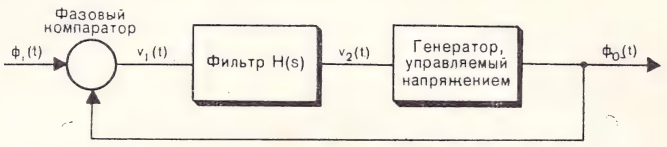


Рис. 23.6. Цепь фазовой автоподстройки

ным сигналом местного генератора. Для улучшения характеристик между фазовым компаратором и генератором включен фильтр. Фазовый компаратор аналогичен компаратору, используемому в передающей части, для измерения наполнения эластичной памяти. Напряжение на выходе фазового компаратора равно [8]

$$v_1(t) = \alpha_1 \varphi_e(t) = \alpha_1 [\Phi_1(t) - \Phi_0(t)],$$
$$|\varphi_e(t)| < N\pi, \qquad (23.1)$$

где φ_e — регулируемая задержка между входной и выходной тактовыми частотами; N — число ячеек в устройстве эластичной памяти. Когда считывание информации из ячейки памяти осуществляется точно посередине между моментами записи, φ_e равно нулю. Когда считывание опережает запись или наоборот, память переполняется, что соответствует добавлению или потере N символов.

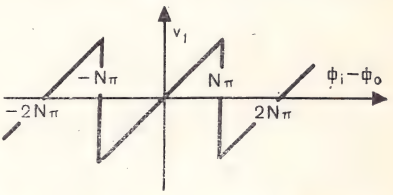


Рис. 23.7. Характеристики фазового компаратора

Характеристика фазового компаратора, представленная на рис. 23.7, имеет пилообразный вид. Выходная фаза является интегралом частоты генератора, которая пропорциональна $v_2(t)$:

$$\Phi_0(s) = \frac{\alpha_3}{s} V_2(s) = \frac{\alpha_3}{s} V_1(s) H(s), \qquad (23.2)$$

где $\Phi_0(s)$, $V_1(s)$ и $V_2(s)$ являются преобразованиями Лапласа соответственно $\Phi_0(t)$, $v_1(t)$ и $v_2(t)$. Предположим, что фильтр имеет только такое усиление, при котором $H(s) = \alpha_2$. Тогда усиление в прямом направлении, являющееся первичным параметром цепи фазовой автоподстройки, будет равно $\alpha = \alpha_1\alpha_2\alpha_3$. При единичной обратной связи отклик системы определяется выражением

$$\frac{\Phi_0(s)}{\Phi_1(s)} = \frac{\alpha}{s+\alpha}, \qquad (23.3)$$

которое аналогично отклику фильтра нижних частот. Составляющие джиттера, частоты которых превышают α, будут подавлены,

тогда как низкочастотные составляющие джиттера будут содержаться в выходном сигнале.

Если частота генератора, управляемого напряжением, при нулевом входном напряжении не равна тактовой частоте сигнала, то будет иметь место систематическая фазовая ошибка. Компаратор преобразует эту ошибку в напряжение, которое изменит частоту генератора на величину Δf, обеспечивающую равенство частоты генератора с частотой входного сигнала. Систематическая ошибка, рассчитанная исходя из равенств (23.1) и (23.2), равна

$$\varphi_e(t) = 2\pi\Delta f/\alpha. \tag{23.4}$$

Поскольку φ_e не может превышать $N\pi$, цепь фазовой автоподстройки может обеспечить синхронизацию только в ограниченном диапазоне входных частот. Этот диапазон, исходя из равенства (23.4), составляет

$$|\Delta f| < N_\alpha/2. \tag{23.5}$$

Систематическая ошибка нежелательна, поскольку она вынуждает цепь фазовой автоподстройки и эластичную память работать в режиме, отличном от оптимального (не в середине рабочего диапазона), вследствие чего уменьшается запас системы.

Систематическую фазовую ошибку можно уменьшить увеличением α, однако с точки зрения фильтрации желательно величину α иметь небольшой. Выбор оптимальной величины α упрощается при использовании фазозадерживающего фильтра с характеристикой

$$H(s) = \alpha_2 G(s) = \alpha_2(1 + s\tau_2)/(1 + s\tau_1). \tag{23.6}$$

В этом случае переходная характеристика цепи фазовой автоподстройки будет определяться выражением

$$\frac{\Phi_0(s)}{\Phi_1(s)} = \frac{\alpha G(s)}{s + \alpha G(s)}, \tag{23.7}$$

а постоянные времени τ_1 и τ_2 предоставляют дополнительную свободу выбора параметров при проектировании системы.

Выходная полоса частот фильтра может быть уменьшена без изменения величины α в результате соответствующего выбора τ_1 и τ_2. Однако при выборе τ_1 и τ_2 необходимо учитывать и другие нежелательные явления. Использование фильтра может привести к увеличению джиттера в некоторых полосах частот. При последовательном включении нескольких систем цифрового группообразования джиттер накапливается. Другим возможным следствием включения фильтра является чрезмерное отклонение выходной частоты генератора, управляемого напряжением, в ответ на быстрые изменения входной частоты. Это может вызвать переполнение эластичной памяти, что следует учитывать при разработке оборудования.

Диапазон захватывания цепи фазовой автоподстройки определяется ф-лой (23.5). Однако при наличии фильтра ф-ла (23.5)

справедлива только в том случае, если цепь фазовой автоподстройки будет первоначально находиться в «захваченном состоянии». Диапазон расстройки, в котором захват возможен при любых первоначальных условиях, меньше рассчитанного по ф-ле (23.5). Этот сокращенный диапазон зависит от τ_1 и τ_2 и должен превышать ожидаемое суммарное отклонение частоты генератора, управляемого напряжением, и входящего сигнала.

Если импульсы стаффинга вставляются в один тактовый интервал, то максимальный джиттер равен одному тактовому интервалу. Чтобы сгладить этот джиттер в идеальном случае, необходима память, состоящая из одной ячейки. Как было показано ранее, чтобы обеспечить работу цепи фазовой автоподстройки при отклонениях частоты и возможных ее выбросах, эластичная память должна содержать более одной ячейки. Цифровые сигналы, поступающие на оборудование группообразования по линии связи большой протяженности, могут иметь фазовый джиттер, вызывающий отклонение мгновенного значения частоты. В отношении указанного линейного джиттера цепь фазовой автоподстройки может быть сконструирована следующими способами: она сглаживает указанный джиттер или пропускает его. В первом случае требуются дополнительная емкость эластичной памяти и малая величина α, во втором — большая величина α и малая емкость эластичной памяти.

Некоторые функции приемного оборудования группообразования также требуют использования функций памяти. Практические электронные схемы имеют некоторое время срабатывания и требуют наличия некоторой минимальной разности фаз между тактовыми частотами записи и считывания. Вставка и удаление управляющих импульсов также требуют наличия некоторой емкости устройств эластичной памяти. Наконец, процесс группообразования характеризуется наличием джиттера из-за времени ожидания (джиттер ожидания), более подробно описанного в § 23.3.

Принимая во внимание изложенное, можно приблизительно рассчитать необходимую емкость устройств эластичной памяти. Например, распределение емкости памяти, необходимой для различных операций оборудования группообразования типа М12, определяет суммарную потребность в емкости эластичной памяти, равной четырем ячейкам:

Время считывания — записи	0,25 ячейки
Управляющие импульсы	0,25 ячейки
Джиттер стаффинга	1 ячейка
Джиттер времени ожидания	0,5 ячейки
Уход частоты	1 ячейка
Линейный джиттер	1 ячейка
Всего	4 ячейки

23.3. ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛА, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ ЦИФРОВЫМ ГРУППООБРАЗОВАНИЕМ

Обработка цифрового сигнала в оборудовании группообразования приводит к ухудшению его параметров. Необходимо изучить причины этих ухудшений и разрабатывать оборудование группообразования таким образом, чтобы искажения первоначального сигнала были ничтожными. Наиболее существенные искажения определяются джиттером времени ожидания и восстановлением циклового синхронизма оборудования группообразования.

ДЖИТТЕР ВРЕМЕНИ ОЖИДАНИЯ

Очевидно, что процесс стаффинга сопровождается появлением джиттера с амплитудой, равной одному тактовому интервалу. Однако процессу стаффинга свойствен и другой вид джиттера, вызываемый тем фактом, что вставка дополнительных импульсов имеет место только в заранее определенных разрешенных тактовых интервалах [9]. Этот процесс можно продемонстрировать несколькими примерами.

Рассмотрим простой случай, когда частоты записи и считывания таковы, что вставка дополнительных импульсов имеет место в каждом третьем разрешенном тактовом интервале. Отношение максимальной скорости стаффинга к действительной в этом случае равно 1/3. Рассмотрим форму сигнала на выходе фазового компаратора передающей части оборудования группообразования в предположении, что устройства эластичной памяти, состоящей из двух ячеек, являются идеальными и запись информации в ячейки памяти производится немедленно после считывания. Рассмотрение начнем с момента времени, когда емкость памяти заполнена полностью. С течением времени часть емкости будет освобождаться вследствие того, что скорость считывания превышает скорость записи. К первому разрешенному моменту вставки импульса стаффинга емкость памяти освободится на 1/3 емкости одной ячейки. Ко второму разрешенному моменту емкость памяти освободится на 2/3 емкости ячейки, но вставка импульса стаффинга все еще производиться не будет. В третий разрешенный момент полностью освободится одна ячейка памяти и произойдет вставка импульса стаффинга. После считывания немедленно производится запись информации в ячейку памяти и процесс повторяется. Сигнал на выходе фазового компаратора имеет вид пилообразной кривой (рис. 23.8). Джиттер, наложенный на сигнал, будет аналоги-

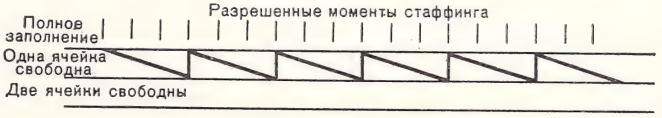


Рис. 23.8. Джиттер стаффинга при отношении номинальной скорости стаффинга к максимальной, равном 1/3

чен сигналу на выходе фазового компаратора. В рассматриваемом случае в оборудовании группообразования достаточно иметь одну идеальную ячейку памяти.

Если начальные условия таковы, что запись осуществляется, спустя 1/6 тактового интервала после считывания, то во второй разрешенный момент для вставки импульса стаффинга емкость памяти освободится на 5/6 емкости ячейки. При полном освобождении емкости одной ячейки памяти вставка импульса стаффинга не может иметь места до тех пор, пока не наступит следующий разрешенный момент стаффинга. За это время освободившаяся емкость памяти составит 1—(1/6) емкости ячейки. Отсюда следует, что при скорости стаффинга, равной 1/3 максимальной скорости, с учетом различных начальных условий емкость эластичной памяти должна быть равна, по крайней мере, $1\frac{1}{2}$ ячейки.

Рассмотрим далее случай, когда необходимая скорость стаффинга составит 5/14 от максимальной скорости. Крутизна характеристики фазового компаратора такова, что к первому разрешенному моменту вставки импульса стаффинга освободится 5/14 емкости ячейки памяти. В течение некоторого времени вставка импульсов стаффинга будет иметь место в каждом третьем разрешенном моменте. Однако вследствие того, что вся емкость памяти за каждый период стаффинга освобождается несколько быстрее, чем 1/3 емкости ячейки, постепенно будет накапливаться избыточно освобожденная емкость памяти. В результате после 14 разрешенных моментов вставки импульсов стаффинга следующий импульс стаффинга будет иметь место только через два периода вместо трех. Этот случай представлен на рис. 23.9. Поскольку стаффинг

Рис. 23.9. Джиттер стаффинга при отношении номинальной скорости стаффинга к максимальной, равном 5/14

имеет место пять раз в 14 периодах, то указанный выше дефицит будет полностью компенсирован и процесс будет периодически повторяться. Описанное явление и есть джиттер из-за времени ожидания (джиттер ожидания). Джиттер ожидания представляет собой низкочастотный джиттер, огибающая которого наложена на высокочастотный джиттер. Можно показать, что если отношение номинальной скорости стаффинга к максимальной равно n/m, где n и m—простые числа, то период джиттера равен m периодам стаффинга. В общем случае соотношение между частотами, которые являются неуправляемыми, иррационально, вследствие чего и рассматриваемое отношение скоростей стаффинга также будет иррациональным. Поэтому ожидается, что джиттер ожидания будет содержать частотные составляющие вплоть до постоянной состав-

ляющей. Амплитуда джиттера ожидания (от пика до пика) равна S; таким образом, чем меньше отношение скоростей стаффинга, тем меньше джиттер ожидания.

Эластичная память приемной части оборудования группообразования рассчитана на фильтрацию джиттера всех видов. Однако джиттер ожидания не будет полностью устранен из-за наличия в нем низкочастотных составляющих. По указанной причине процесс стаффинга неизбежно вносит в цифровой сигнал низкочастотный джиттер, влияние которого можно сделать незначительным при соответствующем выборе параметров оборудования группообразования. Обычно при последовательном включении нескольких систем цифрового группообразования низкочастотные составляющие джиттера ожидания имеют тенденцию к сложению по линейному закону. Это не будет вызывать каких-либо трудностей при цифровой передаче сигналов, поскольку величина низкочастотного джиттера заранее предопределяется операциями стаффинга, цепями фазовой автоподстройки и регенераторами цифрового сигнала. Указанный низкочастотный джиттер проходит через цифроаналоговый преобразователь и содержится в декодированном аналоговом сигнале. Поскольку частотные составляющие остаточного джиттера находятся в достаточно низком диапазоне, его влияние на качество передачи сигналов незначительно.

ВОССТАНОВЛЕНИЕ СИНХРОНИЗМА В ОБОРУДОВАНИИ ГРУППООБРАЗОВАНИЯ

Цикловая синхронизация в цифровых системах передачи различных порядков служит для поддержания структуры циклов таким образом, чтобы при разделении высокоскоростного цифрового сигнала на низкоскоростные составляющие каждый символ был размещен на предназначенном для него месте. В аналоговых системах передачи отсутствует явление, подобное выходу из синхронизма в цифровых системах передачи. Поэтому воздействие выхода из синхронизма на качество передачи исходного информационного сигнала в цифровых системах передачи должно быть тщательно изучено. Если в канальном блоке имеет место выход из синхронизма, то до момента восстановления синхронизма по всем каналам этого канального блока будут идти беспорядочные невнятные сигналы. Требование, чтобы время восстановления синхронизма для канального блока не превышало 50 мс, основывается на практической оценке ухудшения качества передачи телефонных сигналов и информации сигнализации. Обычно время восстановления синхронизма достаточно мало, в результате чего его воздействие на телефонный сигнал оказывается несущественным; однако для некоторых видов информации сигнализации это воздействие может оказаться заметным.

Чтобы свести к минимуму указанное воздействие, необходимо либо уменьшить время восстановления синхронизма до величины, не вызывающей ухудшения качества передаваемой информации, либо сделать выходы из синхронизма редким явлением.

При оценке цифровой сети связи необходимо учитывать потерю информации из-за времени восстановления синхронизма на всех ее участках. Время восстановления синхронизма оборудования группообразования играет особо важную роль по следующим причинам:

1. Оборудование группообразования обслуживает большое количество каналов.

2. Выход из синхронизма оборудования группообразования вызывает потерю информации стаффинга, в результате чего из синхронизма выходят все низкоскоростные сигналы.

3. Оборудование цифрового группообразования используется на высокоскоростных линейных трактах, протяженнность которых имеет тенденцию к возрастанию; эти тракты оборудуются устройствами коммутации и защиты от ударов молний.

В худшем случае оборудование группообразования начинает процесс восстановления синхронизма только после того, как оборудование группообразования высших порядков войдет в синхронизм. В этом случае потеря информации определяется суммой максимальных значений времени восстановления синхронизма оборудования группообразования различных порядков. Общее время восстановления синхронизма может быть уменьшено двумя способами. Первый способ предусматривает разработку как оборудования группообразования, так и оборудования канального блока с очень малым временем восстановления синхронизма. Второй способ допускает для канальных блоков большое время восстановления синхронизма, но оборудование группообразования каждого типа в иерархии цифровых систем передачи конструируется таким образом, чтобы оно способствовало быстрому восстановлению синхронизма оборудования низших ступеней иерархии. Примером применения второго способа может служить оборудование группообразования типа М12, в котором для восстановления синхронизма используется импульсная последовательность с частотой повторения, превышающей номинальную, что эквивалентно добавлению импульсов в цифровой поток. Тогда предполагаемые импульсные позиции циклового синхросигнала канального блока будут иметь место перед действительным синхросигналом. Нормальный процесс поиска синхронизма канального блока будет заключаться в испытании следующих импульсных позиций на соответствие позициям циклового синхросигнала. Если время восстановления синхронизма оборудования группообразования и число дополнительных импульсов малы, то канальный блок должен опробовать только небольшое число импульсных позиций, предшествующих действительной импульсной позиции синхросигнала.

23.4. КОНТРОЛЬ РАБОТЫ ОБОРУДОВАНИЯ ГРУППООБРАЗОВАНИЯ

Поскольку сигналы как на входе, так и на выходе оборудования цифрового группообразования являются цифровыми, то точный контроль характеристик оборудования может быть осущест-

влен путем параллельного подключения к контролируемому оборудованию группообразования другого комплекта оборудования группообразования и посимвольного сравнения обоих сигналов. Второй комплект оборудования группообразования называется контрольным оборудованием; при разделении операций контроля во времени одно контрольное оборудование может быть использовано для контроля нескольких комплектов оборудования группообразования.

Контроль передающей части оборудования группообразования осуществляется путем разделения выходного высокоскоростного цифрового сигнала с помощью контрольного оборудования и сравнения полученного сигнала с исходным входным сигналом. Контроль приемной части оборудования группообразования осуществляется путем разделения входного высокоскоростного цифрового сигнала с помощью контрольного оборудования и сравнения полученного сигнала с сигналом на выходе контролируемого оборудования. Для регулировки относительных задержек используется эластичная память.

Максимальное время, в течение которого повреждение в оборудовании группообразования оказывается незафиксированным, определяется временем, необходимым для последовательного контроля всех комплектов оборудования группообразования, размещенных на стойке. Признаком повреждения самого контрольного оборудования является фиксация повреждений во всех проверяемых комплектах оборудования группообразования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К ГЛ. 23

1. **Darwin G. P.** and **R. C. Prim.** «Synchronization in a System of Interconnected Units», U.S. Patent 2986723, May 1961.
2. **Runyon J. P.** «Reciprocal Timing of Time Division Switching Centers», U.S. Patent 3050586, August 21, 1962.
3. **Pierce J. R.** «Synchronizing Digital Networks», Bell Sustem Tech. J., vol. 48 (Mar. 1969), pp. 615—636.
4. **Graham R. S.** «Pulse Transmission Sustem», U.S. Patent 3042751, 1962.
5. **Bruce R. A.** «A 1.5 To 6 Megabit Digital Multiplex Employing Pulse Stuffing», IEEE International Conference on Communications Record (1969), pp. 34.1—34.7.
6. **Kitamura Z., K. Terada** and **K. Asada.** «Asynchronous Logical Delay Line for Elastic Stores», Electronics and Communications in Japan, vol. 50 (Nov. 1967), pp. 90—99.
7. **Karnaugh M.** «Pulse Repeating System», U.S. Patent 3093815, June 11, 1963.
8. **Byrne C. J.** «Properties and Design of the Phase Controlled Oscillator with a Sawtooth Comparator», Bell Sustem Tech. J., vol. 41 (Mar. 1962), pp. 559—602.
9. **Witt F. J.** «Experimental 224 Mb/s Digital Multiplexer-Demultiplexer Using Pulse-Stuffing Synchronization», Bell System Tech. J., vol. 44 (Nov. 1965), pp. 1843—1885.

24. ГЛАВА

Цифровые линейные тракты

Наиболее важной особенностью цифрового способа передачи сигналов является возможность восстановления переданной импульсной последовательности после прохождения ее через среду с дисперсией и шумами. Импульсная последовательность восстанавливается с помощью регенераторов, размещаемых вдоль линии через некоторые интервалы, которые выполняют три основные функции: корректирование формы принимаемых импульсов, хронирование (восстановление временных интервалов) и регенерацию.

Это функциональное деление отражено на рис. 24.1, где представлена структурная схема одного регенерационного участка.

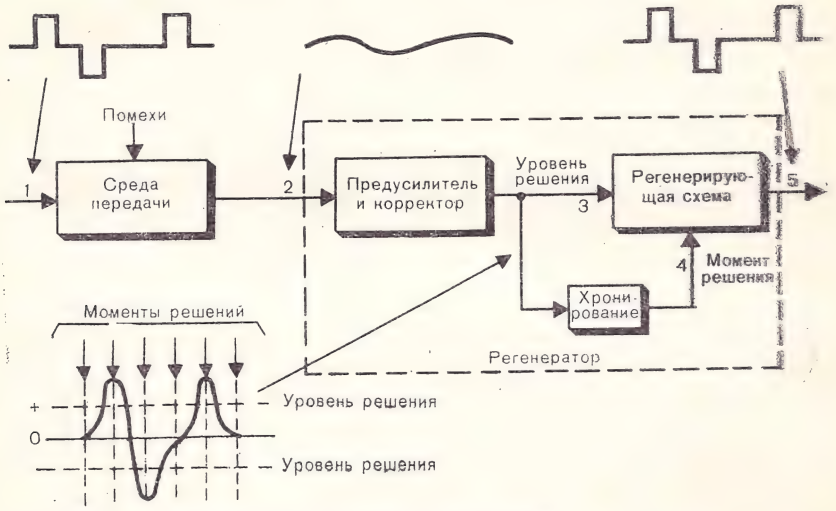


Рис. 24.1. Структурная схема участка регенерации

При иллюстрации процесса регенерации предполагается, что импульсная последовательность на выходе предыдущего регенератора (точка *1* на рисунке) состоит из серии положительных, отри-

цательных импульсов и пробелов. Импульсы, появляющиеся на входе рассматриваемого регенератора (точка *2*), искажены как из-за передачи по кабелю, так и в результате воздействия аддитивных помех.

С помощью предварительного усилителя (предусилителя) и корректора исправляется форма импульсов и увеличиваются их амплитуды до величины, обеспечивающей возможность принятия решения о наличии или отсутствии импульса. Окончательное восстановление импульсной последовательности производится с помощью операций хронирования и регенерации, осуществляемых одновременно. Регенерация импульса возможна только в тот момент времени, когда сумма амплитуд принимаемого импульса и помехи в точке *3* превышает уровень решения (порог) и когда сигнал на выходе канала выделения хронирующего сигнала (точка *4*) имеет заданную амплитуду и полярность (момент решения). Хронирующий сигнал обеспечивает: 1) дискретизацию скорректированных импульсов в моменты времени, характеризующиеся максимальной величиной отношения сигнал/помеха; 2) поддержание надлежащей расстановки импульсов во времени; 3) запирание выходных цепей регенератора в соответствующие моменты времени.

В идеальном случае восстановленная импульсная последовательность на выходе регенератора (точка *5*) будет являться точной копией импульсной последовательности в точке *1*. На практике восстановленная последовательность импульсов может отличаться от исходной. Во-первых, если помеха в момент решения имеет достаточно большую амплитуду, то может быть принято неправильное решение, в результате чего появится ошибка. Ошибки такого типа в декодированных аналоговых сигналах проявляются в виде шума. Во-вторых, интервалы между импульсами могут отличаться от их заданных значений. Указанные фазовые флуктуации положений импульсов проявляются в аналоговых сигналах в виде искажений и шумов взаимной модуляции. В-третьих, если передаваемые импульсы отличаются друг от друга по форме, то увеличивается вероятность появления ошибки в следующем регенераторе.

24.1. КОЭФФИЦИЕНТЫ ОШИБОК И ГЛАЗ-ДИАГРАММЫ

Качество работы регенератора оценивается величиной коэффициента ошибок. В настоящем разделе рассматривается взаимосвязь между коэффициентом ошибок и другими параметрами системы: отношением сигнал/шум, шириной полосы частот и числом уровней цифрового линейного сигнала. Для количественной оценки коэффициента ошибок используется метод глаз-диаграмм.

ОШИБКИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ГАУССОВОГО ШУМА

Для гарантированного обнаружения правильного символа на входе регенератора требуется некоторая минимальная величина отношения сигнал/шум. Рассмотрим вначале случай, когда при-

нимаемая импульсная последовательность представляет собой положительные и отрицательные импульсы с амплитудами соответственно $+V_p$ и $-V_p$ (рис. 24.2) при равной вероятности появления импульсов одной и другой полярности. В этом случае порог решения должен быть установлен равным нулю. Если в момент решения амплитуда сигнала с учетом шума больше нуля, то регенератор примет решение, что переданный импульс имеет положительную полярность; если амплитуда сигнала с учетом шума меньше нуля, то будет регенерирован импульс отрицательной полярности. Для расчета вероятности ошибки предположим, что шум, добавляющийся к сигналу, является гауссовым шумом (см. гл. 4). При регенерации импульса положительной полярности ошибка имеет место в том случае, если в момент решения мгновенное значение амплитуды шума более отрицательно, чем $-V_p$; при импульсе отрицательной полярности ошибка имеет место, если амплитуда шума более положительна, чем $+V_p$.

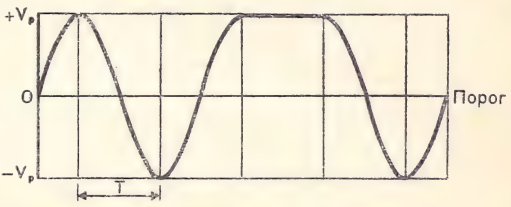


Рис. 24.2. Последовательность двоичных импульсов при случайном чередовании их полярности

Вероятность ошибки равна

$$P_E = \frac{1}{2}\,\text{вероятность}\,(V_n > V_p) + \frac{1}{2}\,\text{вероятность}\,(V_n < -V_p) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma_n}\int_{V_p}^{\infty} e^{-V_n^2 / 2\sigma_n^2}\,dV_n = \frac{1}{2}\,\text{erfc}\left(\frac{V_v}{\sqrt{2}\,\sigma_n}\right), \qquad (24.1)$$

где σ_n — среднеквадратическое значение шума; erfc — дополняющий интеграл вероятности.

Полученное соотношение между вероятностью ошибки для двоичного сигнала со случайным появлением импульсов различной полярности и величиной отношения пикового значения сигнала к среднеквадратическому значению гауссового шума (S/N) представлено на рис. 24.3 кривой при $m=2$. В диапазоне отношения сигнал/шум, превышающего 15 дБ, вероятность ошибки при малом увеличении этого отношения резко уменьшается. Это явление в цифровых системах передачи называется пороговым эффектом. Для того чтобы обеспечить вероятность появления не более одной ошибки из 10^{10} переданных символов (что является типовым требованием, предъявляемым к регенерационному участку), отношение сигнал/шум должно составлять приблизительно 16 дБ.

Использование многоуровневого [1] способа передачи цифровых

[1] Термин «многоуровневый» используется для обозначения нескольких кратных порогов решения и подразумевает наличие трех или более передаваемых уровней.

сигналов [1] позволяет осуществлять гибкое варьирование величинами отношения сигнал/шум и шириной полосы частот (последняя прямо пропорционально связана со скоростью передачи, выраженной в бодах или в бит/с). Рассмотрим передачу импульсов, амплитуды которых могут принимать не два, а любое число значений из некоторого их числа m при равной вероятности. Величины указанных амплитуд равномерно распределены в диапазоне от $+V_p$ до $-V_p$ (рис. 24.4). При этом предположении пропускная способность каждого передаваемого символа равна $\log_2 m$ [бит], и, следовательно, для установленной скорости передачи информации полоса частот может быть уменьшена в то же число раз. Соседние значения амплитуд отличаются на величину $2V_p/(m-1)$, в то время как при двухуровневой передаче указанная величина равна $2V_p$. Следовательно, ошибка будет иметь место в тех случаях, когда амплитуда шума (с любой полярностью) в момент решения превышает величину $V_p(m-1)$. Лишь при наибольших амплитудах $+V_p$ и $-V_p$ шум может вызвать ошибку только в том случае, если его мгновенная амплитуда имеет необходимую полярность. Тогда вероятность ошибки при m-уровневой передаче можно определить выражением

$$P_E = \frac{m-1}{m}\,\mathrm{erfc}\left[\frac{V_p}{(m-1)\sqrt{2}\,\sigma_n}\right]. \qquad (24.2)$$

Указанная зависимость для различных значений m приведена на рис. 24.3.

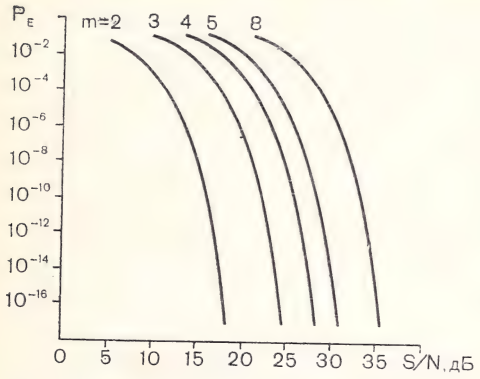


Рис. 24.3. Зависимость вероятности ошибок P_E от отношения пикового значения сигнала к эффективной величине гауссового шума для m-уровневой передачи при случайном чередовании полярности импульсов

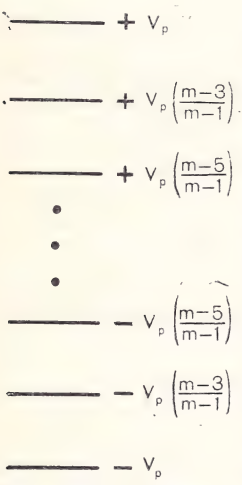


Рис. 24.4. Величина амплитуд сигналов при m-уровневой передаче

Как указывалось в гл. 5, требования к величине отношения сигнал/шум для каждого регенератора не находятся в прямой зависимости от числа регенераторов при протяженности линейного тракта. Требования к величине шумов при цифровом способе передачи резко отличаются от аналогичных требований в системах передачи, в которых невозможно применение регенераторов. Различие в законах накопления шу-

мов для цифровых систем передачи с регенерацией сигналов и систем передачи без регенерации иллюстрируется рис. 24.5; требова-

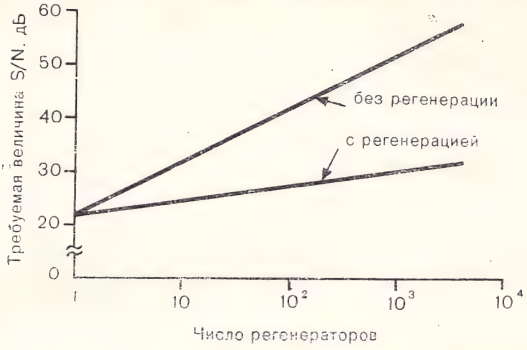
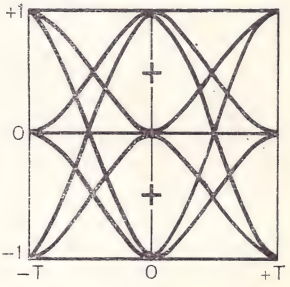


Рис. 24.5. Накопление шума при цифровом способе передачи [биполярный (троичный) линейный код, суммарный коэффициент ошибок 10^{-7}]

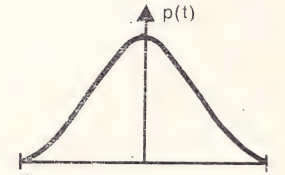
ния к величине отношения сигнал/шум для каждого регенерационного (или усилительного) участка выражены в виде функции от общего числа участков.

ГЛАЗ-ДИАГРАММА

Удобным графическим методом определения воздействия на импульсы реальных искажений, возникающих при распространении импульсов от регенератора к регенератору, является метод глаз-диаграммы [2]. Она представляет собой результат наложения всех возможных импульсных последовательностей в течение промежутка времени, равного двум тактовым интервалам линейного сигнала. Пример такой глаз-диаграммы для троичного линейного кода приведен на рис. 24.6*а*; при этом импульсы на входе регенератора имеют косинусквадратную форму, представленную на рис. 24.6*б*. Из указанного рисунка легко определить зону или «раскрыв», в пределах которой должна производиться операция решения, для каждого из двух уров-



а



б

Рис. 24.6. Глаз-диаграмма при троичном линейном коде (*а*), форма импульса на входе регенератора (*б*):

$$p(t) = \begin{cases} P\cos^2(\pi/2 \cdot t/T), & T, \\ 0, & |t| > T, \end{cases}$$

$$p = \{+1,\ 0,\ -1\}$$

ней решения. При m-уровневом коде будут наблюдаться $(m-1)$ отдельных зон. Горизонтальные линии на рис. 24.6*а* с обозначениями $+1$, 0 и -1 соответствуют амплитудам импульсов при идеальном приеме. Вертикальные линии, расположенные через каждый тактовый интервал T, соответствуют идеальным моментам решения.

Процесс принятия решений в регенераторе можно проиллюстрировать с помощью точки пересечения (крестика) в каждом раскрыве глаз-диаграммы (рис. 24.6*а*). Вертикальная черта крестика определяет момент решения, а горизонтальная — уровень решения. Для обеспечения безошибочной регенерации импульсной последовательности раскрывы глаз-диаграммы должны быть чистыми; это означает, что на глаз-диаграмме должна существовать некоторая зона, в пределах которой и должна располагаться точка пересечений моментов решений. Практические искажения импульсов приводят к уменьшению раскрыва глаз-диаграммы по сравнению с идеальным случаем. Минимальное расстояние между точкой пересечения и краями глаза является мерой запаса помехоустойчивости.

КОЭФФИЦИЕНТ ОШИБОК ПРИ НЕИДЕАЛЬНОЙ ГЛАЗ-ДИАГРАММЕ

Различные практические недостатки регенерационных участков приводят к уменьшению раскрыва глаз-диаграммы по сравнению с идеальной. Дополнительная величина отношения сигнал/шум, необходимая для обеспечения заданного коэффициента ошибок, является функцией величины искажений и числа уровней.

Запас помехоустойчивости уменьшается как вследствие различных искажений формы импульсов в процессе их распространения к регенератору, так и вследствие несовершенства самого процесса принятия решения. Первая причина приводит к уменьшению величины раскрыва глаз-диаграммы, в то время как вторая — к перемещению точки пересечения процесса принятия решений относительно границ глаза. Однако в последнем случае удобнее считать, что точка пересечений остается неподвижной, а уменьшается раскрыв глаза.

Обычно искажения подразделяются на две категории (амплитудные и временны́е), соответствующие смещениям по вертикали и горизонтали. Для определения степени уменьшения величины раскрыва глаз-диаграммы суммируются все амплитудные искажения, к числу которых относятся межсимвольные помехи, эхо-сигналы, изменения амплитуды импульсов на выходе регенератора, неопределенности порогов решающих устройств. Обозначим суммарную амплитуду указанных искажений через ΔA. Для учета указанных амплитудных искажений необходимо сдвинуть края глаза по вертикали, как указано стрелками на рис. 24.7. Далее суммируют все временны́е искажения, к числу которых относятся несоответствие моментов решений их статическим значениям и джиттер. Эту сумму обозначим через ΔT. Временны́е искажения учитываются смещением границ «глаза» по горизонтали, как по-

казано на том же рисунке. В заключение выбирается местоположение точки пересечений процессов решения таким образом, чтобы расстояние от нее до границ глаза по вертикали было максимальным. Единственным неучтенным источником искажений является шум. Для того чтобы вероятность ошибки при наличии шума не отличалась от ее значения для идеальной системы, необходимо увеличить отношение сигнал/шум на величину

$$\Delta S/N = 20 \lg (H/h) \text{ [дБ]}, \qquad (24.3)$$

где H и h представляют собой вертикальный раскрыв идеальной и реальной глаз-диаграмм соответственно (см. рис. 24.7).

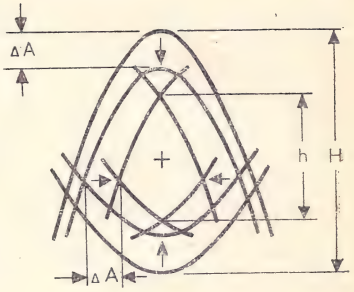


Рис. 24.7. Уменьшение раскрыва глаз-диаграммы в реальных условиях

Поскольку искажения обычно оценивают относительно максимального значения амплитуды импульса, а не числа уровней, то целесообразно определить пиковое нормализованное значение уменьшения раскрыва глаз-диаграммы D следующим образом:

$$D = (H - h)/V_p. \qquad (24.4)$$

Тогда приращение отношения сигнал/шум для m-уровневой глаз-диаграммы можно выразить как

$$\Delta S/N = -20 \lg \left(1 - \frac{H-h}{H}\right) = -20 \lg \left[1 - \frac{D}{2}(m-1)\right]. \qquad (24.5)$$

Соотношение между отношением сигнал/шум, уменьшением раскрыва глаз-диаграммы и числом уровней представлено на рис. 24.8. Кривые представляют собой зависимости требуемых ве-

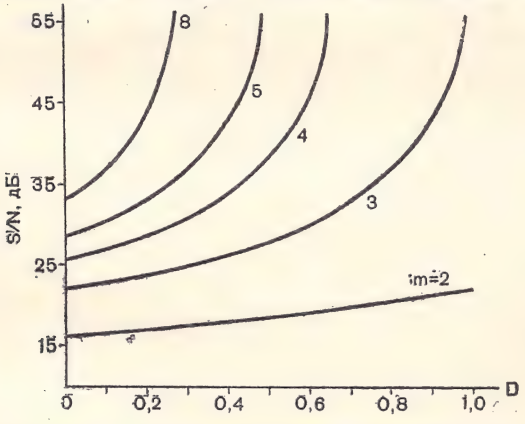
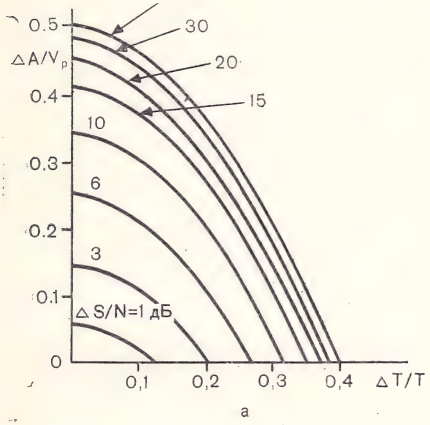
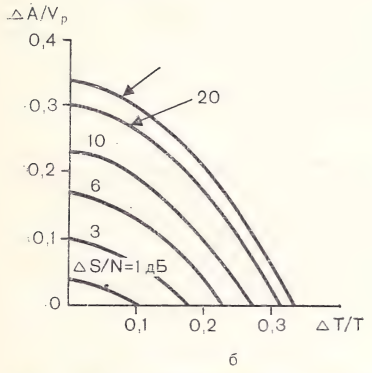


Рис. 24.8. Требуемая величина отношения сигнал/шум при m-уровневой передаче и уменьшенном раскрыве глаз-диаграммы

личин отношения сигнал/шум при m-уровневой передаче со случайным распределением уровней и при вероятности ошибок 10^{-10} от величины D. Указанные зависимости вновь наглядно демонстрируют пороговый эффект, свойственный цифровому способу передачи сигналов.



а



б

Рис. 24.9. Разновидность глаз-диаграммы для троичного *(а)* и четверичного *(б)* кодов

Предположим, например, что $D=0{,}6$. В этом случае пятиуровневая передача не может быть использована, поскольку соответствующая глаз-диаграмма смыкается при $D=0{,}5$. Реализация четырехуровневой передачи будет весьма затруднительной ввиду жестких требований к величине отношения сигнал/шум (45,7 дБ); последние определяются тем, что четырехуровневая глаз-диаграмма смыкается при $D=0{,}667$. При трехуровневой передаче требуемая величина отношения сигнал/шум составит всего 30,1 дБ.

Дополнительная оценка искажений цифрового сигнала может быть произведена на основе специальных графиков, представляющих собой некоторую разновидность глаз-диаграммы. В качестве переменных, откладываемых по осям координат, используются параметры ΔA и ΔT; величины приращений отношения сигнал/шум $\Delta S/N$ используются в качестве постоянных параметров. Такие зависимости для трехуровневой и четырехуровневой передачи показаны на рис. 24.9; форма импульсов, поступающих на вход регенератора, соответствует изображенным на рис. 24.6*б*. Полностью сомкнутой глаз-диаграмме соответствуют кривые при $\Delta S/N=\infty$.

24.2. КАБЕЛЬ КАК СРЕДА ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

Одной из сред для передачи цифровых сигналов является кабель (как симметричный, так и коаксиальный). В настоящей главе рассматривается влияние параметров кабеля на передачу цифровых сигналов. На рис. 24.10 показана частотная зависимость первичных параметров симметричных кабелей парной скрутки с бу-

мажной изоляцией жил. Легко видеть, что значения первичных параметров R и G, определяющих затухание кабеля, возрастают с увеличением частоты. Переходное влияние в симметричных кабелях с увеличением частоты также возрастает. При длине реге-

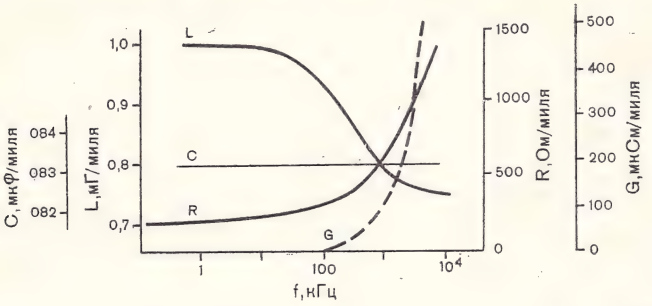


Рис. 24.10. Частотные зависимости первичных параметров кабеля с диаметром жилы 0,65 мм с бумажной изоляцией:
мкФ/миля $\approx$ 0,6 мкФ/км; мГ/миля $\approx$ 0,6 мГ/км; Ом/миля $\approx$ 0,6 Ом/км; мкСм/миля $\approx$ 0,6 мкСм/км

нерационного участка около 1 мили (1,6 км) указанные обстоятельства ограничивают скорость передачи цифрового сигнала по кабелю с парной скруткой и бумажной изоляцией величиной около 10 Мбит/с.

Коаксиальные кабели были сконструированы специально для обеспечения малого затухания на высоких частотах. Единственным параметром коаксиального кабеля, возрастающим с ростом частоты, является R (следствие поверхностного эффекта); при этом рост величины R пропорционален квадратному корню из частоты. По коаксиальному кабелю возможна передача цифровых сигналов со скоростью порядка Гбит/с; при этом длина регенерационного участка составит около половины мили (800 м). Однако при такой высокой скорости передачи важным источником искажений цифрового сигнала являются периодические неоднородности структуры кабеля, обусловленные технологическим процессом его изготовления. Они вызывают многократные отражения передаваемого сигнала и ограничивают пропускную способность коаксиальных кабелей. На более высоких скоростях передачи существенными источниками неоднородностей в коаксиальном кабеле становятся полиэтиленовые шайбы, используемые для крепления центрального проводника.

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАЧИ

Вторичные параметры передачи кабеля выражаются через его первичные параметры следующим образом:

$$H(i\omega) = e^{-\gamma(i\omega)\, l}, \qquad (24.6)$$

где

$$\gamma(i\omega) = \alpha(\omega) + i\beta(\omega) = i\omega\sqrt{LC}\left(1 + \frac{R}{i\omega L} + \frac{G}{i\omega C} - \frac{RG}{\omega^2 LC}\right)^{1/2}.$$

Поскольку на частотах, используемых для цифровой передачи, последние три члена значительно меньше единицы, то равенство можно упростить с помощью биномиального приближения; в результате получим

$$\gamma \approx i\omega\sqrt{LC}\left(1 - \frac{RG}{2\omega^2 LC} + \frac{R}{2i\omega L} + \frac{G}{2i\omega C}\right). \qquad (24.7)$$

Поверхностный эффект можно учесть заменой параметра R в ур-нии (24.7) комплексным сопротивлением, пропорциональным $\sqrt{i\omega}$. При этом учитывается изменение вследствие поверхностного эффекта как активного сопротивления цепи (первичный параметр R), так и индуктивного (параметр L) [3]. Активной проводимостью цепи G можно, как правило, пренебречь. Тогда

$$\gamma = A\sqrt{i\omega} + i\omega\sqrt{LC} = \frac{A}{\sqrt{2}}\omega^{1/2} + i\frac{A}{\sqrt{2}}\omega^{1/2} + i\omega\sqrt{LC}. \qquad (24.8)$$

Полученное выражение является хорошим приближением как для коаксиальных, так и для симметричных кабелей с пластмассовой изоляцией. При определении амплитудно-частотной характеристики кабеля последним членом, отражающим линейную зависимость фазовой характеристики, можно пренебречь (он определяет только величину группового времени задержки). Обратное преобразование ур-ния (24.6) представляет собой импульсную характеристику кабеля и имеет следующий вид:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi i}\int_{\sigma-i\infty}^{\sigma+i\infty} e^{-Al\sqrt{s}} e^{st}\, ds = \frac{Al}{2\sqrt{\pi t^3}} e^{-A^2 l^2/4t}, \quad t > 0. \qquad (24.9)$$

Эта характеристика для некоторых значений Al показана на рис. 24.11.

Поскольку с увеличением длины кабеля произведение Al возрастает, пиковая величина импульсной реакции уменьшается, а ширина импульса у его основания увеличивается пропорционально длине кабеля. Для правильного детектирования этих импульсов необходимо уменьшить их ширину, что обычно осуществляется с помощью схем коррекции формы импульсов, устанавливаемых на приемном конце. Схемы коррекции формы импульсов должны не только компенсировать «длину» кабеля, по которой распространяется импульс, но должны также учитывать влияние температурных изменений параметров кабеля.

ПЕРЕХОДНОЕ ВЛИЯНИЕ

Одним из важных факторов, накладывающих ограничения на параметры цифровых систем передачи по симметричным кабелям, является переходное влияние между парами кабеля [4]. Главным

источником помех в цифровых системах передачи при работе по однокабельной системе является переходное влияние на ближнем конце; при двухкабельной системе работы преобладают помехи переходного влияния на дальнем конце. На другие виды переходных влияний можно воздействовать переменой положения ис-

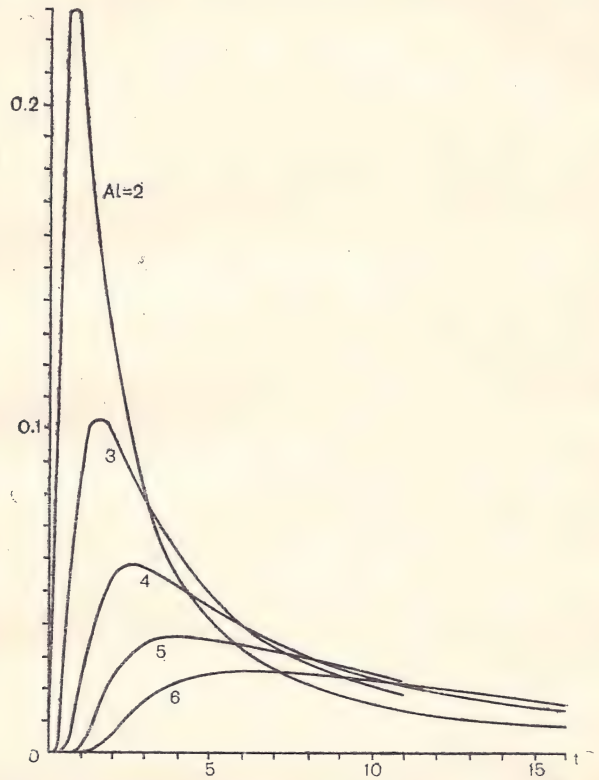


Рис. 24.11. Импульсная характеристика гипотетического кабеля (t — время, нормализованное по тактовому интервалу)

пользуемых пар в сердечнике кабеля, изменением длины регенерационного участка и другими инженерными приемами.

Вследствие того что в цифровых системах передачи используются регенераторы, переходное влияние не накапливается от одного регенерационного участка к другому. Методы усреднения, применяемые в аналоговых системах передачи, нельзя использовать при расчете цифровых систем передачи. Например, наличие одного регенерационного участка, у которого отношение сигнал/шум несколько меньше среднего значения, приведет к ухудшению качества передачи всего линейного тракта (см. рис. 24.3). Поэтому распределение значений переходного затухания должно быть тщательно изучено.

Было установлено, что распределение защищенности от переходного влияния между парами подчиняется логарифмически нормальному (лог-нормальному) закону. Поскольку кабель с чрезмерно низким значением защищенности будет отбракован на заводе-изготовителе, то кривая распределения защищенности в диапазоне малых значений будет ограничена. Типичное распределение защищенности от переходного влияния для кабеля с бумажной изоляцией, измеренное на частоте 3 МГц, представлено на рис. 24.12. Защищенность на частотах, отличающихся от 3 МГц,

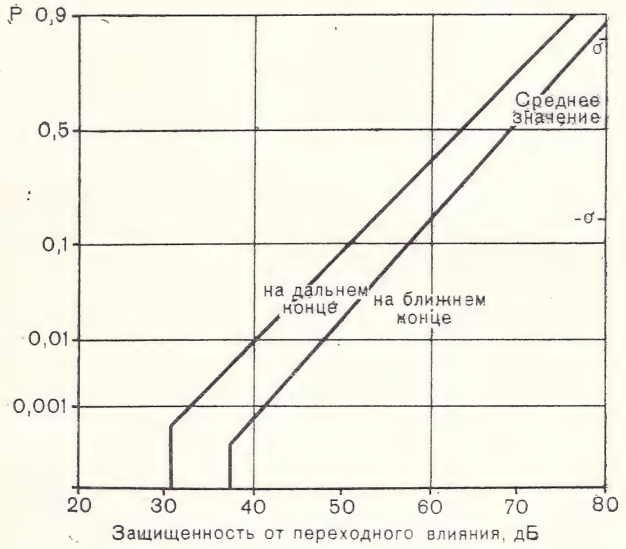


Рис. 24.12. Переходное затухание на частоте 3 МГц между парами 50-парного кабеля с диаметром жилы 0,65 мм с бумажной изоляцией при длине 300 м

(*P* — вероятность того, что защищенность от переходного влияния меньше значений на оси абсцисс)

можно определить исходя из того, что с увеличением частоты переходное влияние на дальнем конце увеличивается со скоростью 6 дБ на октаву, а переходное влияние на ближнем конце — со скоростью 4,5 дБ на октаву.

В многопарном кабеле данная пара подвержена влиянию со стороны всех других активных пар. Распределение защищенности от переходного влияния по методу Уилкинсона [5] будет определяться суммой мощностей всех влияющих источников. Результирующее распределение также имеет лог-нормальный характер. На рис. 24.13 показано распределение защищенности от переходного влияния на ближнем и дальнем концах при влиянии 49 пар на одну пару в 50-парном кабеле. Следует отметить, что защищенность от переходного влияния не является отношением сигнал/по-

меха. При учете уровней сигналов оказывается, что переходное влияние на ближнем конце вызывает значительно более сильные помехи, чем переходное влияние на дальнем конце.

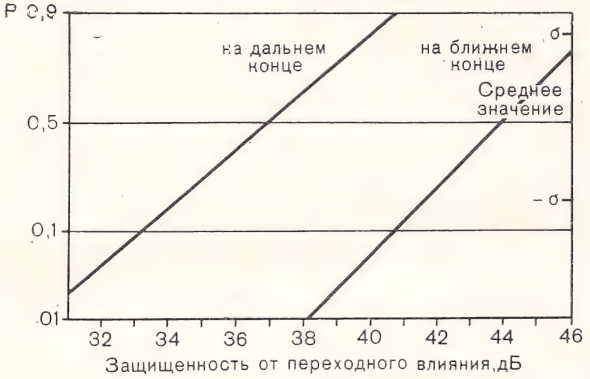


Рис. 24.13. Суммарная мощность переходных помех от 49 пар (по данным рис. 24.12)

(*P* — вероятность того, что защищенность от переходного влияния меньше значений на оси абсцисс)

На рис. 24.14 показана защищенность от переходного влияния в зависимости от числа влияющих источников. Вследствие того

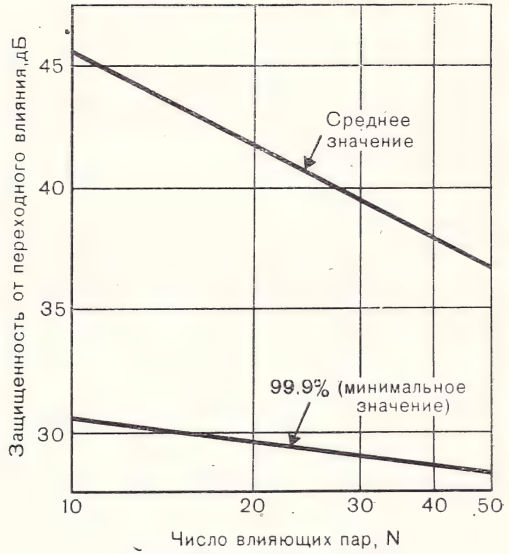


Рис. 24.14. Суммарная мощность помех из-за переходного влияния на дальнем конце (по данным рис. 24.12)

что суммируемые величины имеют случайный характер, защищенность уменьшается на 3 дБ при удвоении числа влияющих источников. Показанная на рисунке минимальная величина защищен-

ности от переходного влияния на дальнем конце, соответствующая области распределения 99,9%, не отражает указанных ограничений первоначальной величины переходного затухания с одной пары на другую. Зависимость защищенности от переходного влияния на дальнем конце от длины кабеля показана на рис. 24.15. Эта зави-

Рис. 24.15. Суммарная мощность помех из-за переходного влияния на дальнем конце при 49 влияющих парах

(P — вероятность того, что защищенность от переходного влияния меньше значений на оси абсцисс, m — число смонтированных участков по 300 м)

симость подтверждает предположение о случайном характере фазы переходных сигналов, распределенных по длине кабеля; вследствие этого уровень переходных влияний на дальнем конце пропорционален корню квадратному из длины линии.

Поскольку переходное влияние зависит от статистической природы процесса изготовления кабеля, то для новых типов симметричных кабелей должны быть проведены обширные измерения взаимного влияния между парами с тем, чтобы полученные статистические данные можно было использовать при разработке цифровых систем передачи.

ПОМЕХИ ОТ ЭХО-СИГНАЛОВ

В то время как переходное влияние приводит к возникновению помех в одной паре кабеля за счет остальных пар, эхо-сигнал приводит к взаимному влиянию между импульсами, распространяющимися по одной и той же паре кабеля. Влияние такого типа вызывает межсимвольные помехи. Источниками ухудшения качества передачи цифровых сигналов по коаксиальному кабелю являются периодическое размещение изоляционных шайб и неоднородности структуры кабеля, обусловленные технологическим процессом его изготовления. В симметричных кабелях причиной возникновения мешающих эхо-сигналов является неоднородность волнового сопротивления, обусловленная технологическим процессом

изготовления кабеля, процессами прокладки и монтажа, неоднородностью структуры кабеля и наличием газонепроницаемых муфт. Рассмотрим две из указанных причин возникновения неоднородности волнового сопротивления, оказывающие влияние на проектирование регенерационного участка: газонепроницаемые муфты и сростки.

Газонепроницаемые муфты. Большинство кабелей, обеспечивающих передачу большого объема информации, содержатся под избыточным газовым давлением, предотвращающим накопление в кабелях влаги. На симметричных кабелях газонепроницаемые муфты монтируются обычно в месте их ввода в здания предприятий связи и на границах участков технического обслуживания. Газонепроницаемая муфта представляет собой воздухонепроницаемую пробку, обычно образуемую в результате заполнения некоторой длины кабеля эпоксидной смолой. Эти муфты позволяют содержать под давлением участок кабеля, расположенный между ними. Электрически такая муфта эквивалентна некоторой сосредоточенной емкости, включенной в каждую пару кабеля; эта емкость и является причиной возникновения неоднородности волнового сопротивления. Величина этой неоднородности часто настолько велика, что вызывает отражение до 20% амплитуды передаваемого импульса. Регенерационный участок около газонепроницаемой муфты укорачивают, чтобы компенсировать ухудшение, вносимое газонепроницаемой муфтой.

Сростки. Один из побочных эффектов наличия кабельных сростков заключается в уменьшении среднеквадратического отклонения таких параметров кабеля, как затухание и переходное затухание. Существует большая вероятность того, что «плохие» пары одной строительной длины кабеля будут соединены с «хорошими» парами следующей длины, в результате чего характеристики худших пар будут улучшены за счет ухудшения характеристик лучших пар. Однако сростки приводят к возникновению неоднородностей волнового сопротивления и емкостной асимметрии и вследствие этого могут увеличить эхо-сигналы и переходные влияния. Степень этого увеличения зависит от методики монтажа сростков; обычно для оценки влияния сростков необходимо провести измерения параметров типовых образцов кабеля.

ИМПУЛЬСНЫЙ ШУМ

Импульсный шум, в отличие от теплового, состоит из относительно редких пакетов коротких импульсов с весьма большой амплитудой, появляющихся над относительно постоянным уровнем фона. Во многих случаях, встречающихся на практике, тепловые шумы полностью маскируются импульсным шумом. К числу известных источников импульсного шума относятся как естественные источники (например, молния), так и искусственные (например, процессы коммутации на АТС). В цифровых системах передачи, работающих по симметричным кабелям, высокий уровень

импульсных шумов ожидается в местах ввода кабелей в здание АТС. Поэтому на указанных участках принимаются специальные меры для увеличения отношения сигнал/импульсный шум; обычно эти меры заключаются в укорочении регенерационных участков, прилегающих к АТС.

Одним из источников перехода импульсного шума в цифровую систему передачи являются коммутируемые низкочастотные пары при использовании пар одного и того же кабеля для обоих видов передачи. Механизм этого перехода аналогичен механизму переходного влияния между парами кабеля. Так, многие параметры импульсного шума, появляющегося в цифровых системах передачи за счет импульсных шумов АТС, можно объяснить на основе известных свойств переходных влияний в кабеле. В необходимых случаях для цифровых систем передачи вблизи АТС применяют отдельные кабели или группы кабелей, что позволяет избавиться от большей части импульсных шумов.

Эмпирически было установлено, что распределение импульсных шумов в кабелях, прилегающих к АТС, с достаточной точностью может быть описано кумулятивными распределениями вида [6]

$$P_r(|X|>\chi) = F(\chi) = \left(\frac{a}{\chi + a}\right)^b, \qquad (24.10)$$

где a и b определяются параметрами конкретной АТС и временем суток. Это уравнение может быть использовано для расчета коэффициентов ошибок в цифровых системах передачи в тех случаях, когда доминирующим является импульсный шум.

Типовая схема размещения цепей, используемых для цифровых систем передачи в вводных кабелях АТС, приведена на рис. 24.16. Качественная зависимость мощности импульсного шу-

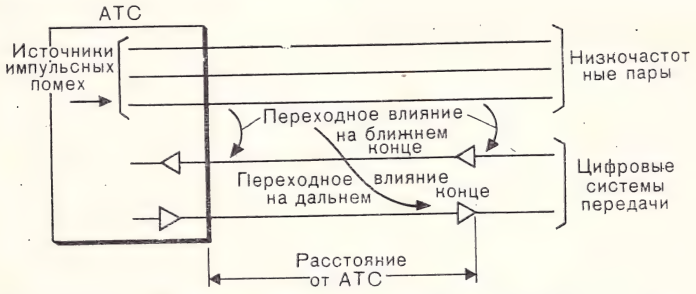


Рис. 24.16. Схема ввода цифровых линейных трактов в здании АТС

ма, измеренной на выходе корректирующей схемы регенератора, от расстояния до АТС показана на рис. 24.17. Мощность шума, обусловленного переходным влиянием на ближнем конце, уменьшается по мере удаления от АТС вследствие увеличения затухания низкочастотных пар, по которым происходит распространение шу-

ма. Мощность шума, обусловленного переходным влиянием на дальнем конце, также уменьшается вследствие наличия затухания низкочастотных пар, однако сами коэффициенты связи, определяющие переходное влияние, с увеличением длины кабеля также увеличиваются. Вследствие этого на некотором расстоянии мощность этого шума имеет максимум.

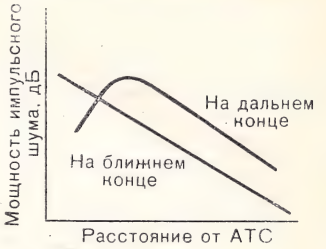


Рис. 24.17. Зависимость мощности импульсного шума от расстояния до АТС

СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ И РАЗМЕЩЕНИЕ РЕГЕНЕРАТОРОВ

Влияние затухания кабеля на цифровые системы передачи можно обобщить в виде некоторых ограничений, накладываемых на размещение регенераторов. Типовой расчетный раскрыв глаз-диаграммы представлен на рис. 24.18 [7]. Для определения степени влияния эхо-сигналов были проведены измерения реальных кабелей; межсимвольные влияния были моделированы с помощью ЭВМ; для определения эквивалентной шумовой полосы и коэффициента шума регенератора проводились как из-

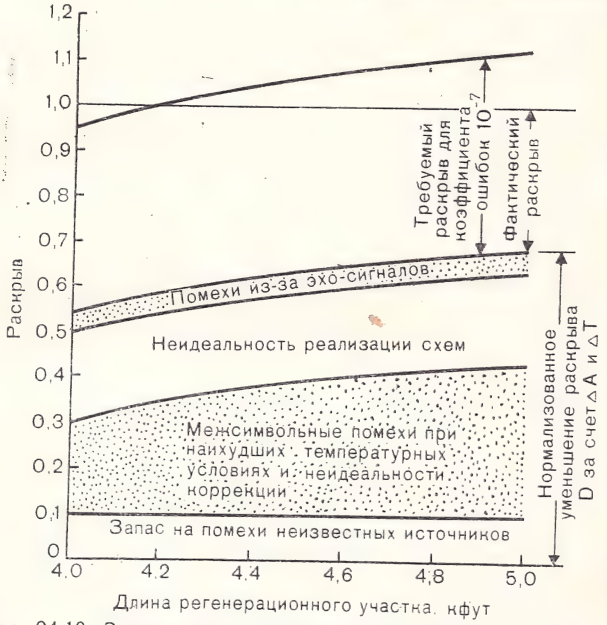


Рис. 24.18. Зависимость расчетного раскрыва глаз-диаграммы от длины регенерационного участка при трехуровневой передаче сигнала 6,3 Мбит/с по кабелям с $\varnothing_ж$ 0,65 мм с бумажной изоляцией и при случайном выборе пар в 2 кабелях (1 кфут/0,3 км)

мерения реальных регенераторов, так и расчеты. Коэффициент ошибок был рассчитан по ф-ле (24.1) с использованием распределения мощности помех по закону Гаусса в виде

$$\sigma_T^2 = \sigma_n^2 + \sigma_f^2, \qquad (24.11)$$

где σ^2_T — среднеквадратическое значение помехи; σ^2_n — среднеквадратическое значение теплового шума; σ^2_f — среднеквадратическое значение переходных влияний на дальнем конце.

Коэффициент ошибок системы не превышает заданной величины при длине регенерационного участка 1230 м. Импульсный шум в расчетах не учитывался (рис. 24.18 относится ко всем регенераторам, кроме прилегающих к АТС).

Если предположить, что величина раскрыва глаз-диаграммы при всех видах помех, кроме шума, в первом приближении не зависит от скорости передачи системы, то длину регенерационных участков для цифровых систем с различными скоростями можно рассчитать по параметрам передачи и переходного влияния симметричных кабелей и данным по размещению регенераторов системы на 6 Мбит/с при трехуровневом сигнале (методом экстраполяции). Примерные пределы длин регенерационных участков в зависимости от скорости передачи системы для различного вида переходного влияния, теплового и импульсного шума приведены на рис. 24.19. При увеличении скорости передачи цифровых систем

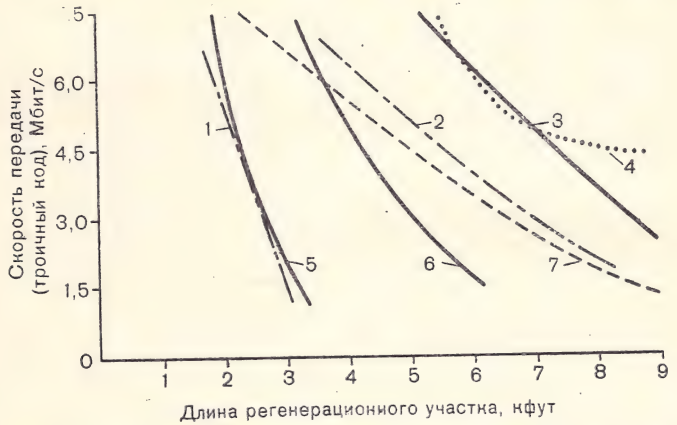


Рис. 24.19. Допустимая длина регенерационного участка при некоторых видах помех (кабель с диаметром жилы 0,65 мм с бумажной изоляцией):

1 — импульсный шум от АТС; *2* — переходное влияние на дальнем конце; *3* — переходное влияние на ближнем конце в несмежных пучках; *4* — тепловой шум; *5* — переходное влияние на ближнем конце внутри пучка; *6* — переходное влияние на ближнем конце в смежных пучках; *7* — влияние через третьи цепи (без транспозиции пучков)

для обеспечения приемлемой длины регенерационных участков необходимо использовать сложные схемы вводов и размещения кабелей. Например, для системы со скоростью передачи 1,5 Мбит/с

при использовании соседних пучков жил кабеля для противоположных направлений передачи лимитируется лишь переходное влияние на ближнем конце от соседнего пучка, и допустимая длина регенерационного участка может составлять 1,8 км [8].

С другой стороны, для системы со скоростью передачи 6,3 Мбит/с жесткие ограничения на длину регенерационного участка накладывают как переходное влияние на ближнем конце, так и влияние через третьи цепи. Эти проблемы решаются использованием отдельных кабелей для различных направлений передачи или несмежных пучков жил в кабелях большой емкости (для устранения переходного влияния на ближнем конце) и пространственного чередования пучков (для устранения путей перехода через третьи цепи). Длины регенерационных участков, за исключением участков, прилегающих к АТС и характеризующихся высоким уровнем импульсного шума, ограничиваются суммарными помехами от переходных влияний на дальнем конце и тепловым шумом.

Данные рис. 24.19 были рассчитаны в предположении, что использование симметричных кабелей с жилами диаметром 0,65 мм и бумажной изоляцией для скоростей передачи, значительно превышающих 6 Мбит/с, не представляется перспективным. Тем не менее разрабатывают новые симметричные кабели, обладающие более желательными величинами километрического затухания и переходного затухания. Эти кабели можно использовать для реализации регенерационных участков большей длины при данной скорости передачи или для передачи сигналов с большей скоростью при длине участка, используемой в случае кабеля с бумажной изоляцией. Очевидно, что на некоторых скоростях передачи предпочтение должно быть отдано коаксиальным кабелям [9]. Для сравнения на рис. 24.20 показана зависимость между скоростью передачи и длиной регенерационного участка для коаксиального кабеля с диаметром внешнего проводника 9,4 мм, источником помех в котором является только тепловой шум.

24.3. КОРРЕКЦИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСОВ

При распространении импульса по кабелю его высокочастотные составляющие сильно затухают, в результате чего импульс, как показано на рис. 24.11, растягивается на несколько тактовых интервалов. Регенерация ИКМ сигнала, состоящего из таких импульсов, вызывает определенные затруднения. Эти затруднения можно преодолеть использованием в регенераторе корректора, компенсирующего искажения, которые вносит среда передачи, и корректирующего форму импульса, делая его пригодным для регенерации. Как правило, наличие шумов и паразитных параметров кабеля практически не позволяет скорректировать форму импульса таким образом, чтобы его длительность не превышала длительности одного тактового интервала. Таким образом, скорректированный импульс все же будет перекрывать соседние тактовые ин-

тервалы. Суммарные помехи в данном тактовом интервале, складывающиеся из остатков импульсов всех предшествующих и последующих тактовых интервалов, называются межсимвольными переходными помехами. Коррекция выполняется таким образом,

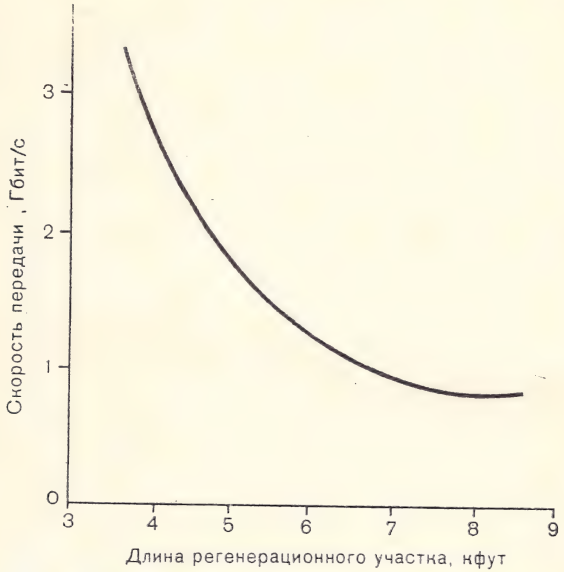


Рис. 24.20. Зависимость скорости передачи от длины регенерационного участка для коаксиального кабеля диаметром 9,4 мм:
допущения: 1) трехуровневый сигнал; 2) отношение сигнал/шум 22 дБ; 3) дополнительный запас по раскрыву глаз-диаграммы 10 дБ

что максимальные межсимвольные помехи уменьшаются до величины, позволяющей обеспечить регенерацию сигнала с малой вероятностью ошибок даже при наличии шума, джиттера и других мешающих воздействий.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ

Рассмотрим обобщенную модель одного участка регенерации, изображенную на рис. 24.21. Последовательность m-уровневых данных $\{a_n\}$ передается через формирующий фильтр, среду передачи и приемный фильтр в виде импульсной последовательности $\sum_n a_n \delta(t-nT)$. В общем случае под корректирующей схемой понимаются как формирующий, так и приемный фильтры. Однако на практике форма передаваемого сигнала считается фиксированной, и все функции корректора выполняет приемный фильтр. В регенераторе скорректированная импульсная последовательность дискретизируется путем сравнения величины дискрета с заданным набором пороговых уровней и принимается решение, какой из

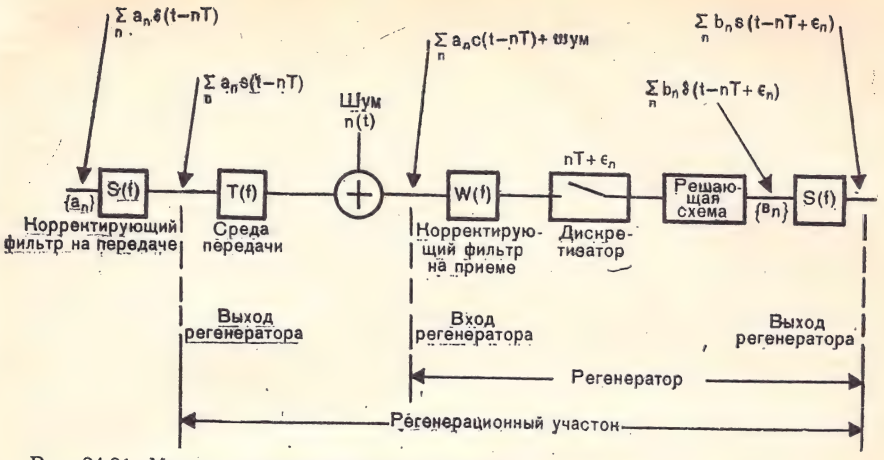


Рис. 24.21. Модель регенерационного участка

m-уровневых символов был передан в момент времени $t=nT$. Межсимвольные помехи, шум и джиттер вносят неопределенность в процесс решения, в результате чего импульсная последовательность на выходе регенератора $\{b_n\}$ отличается от переданной последовательности $\{a_n\}$. Оптимальный расчет цифрового тракта включает в себя соответствующий выбор передающего и приемного фильтров, обеспечивающих минимальный коэффициент ошибок тракта при учете всех мешающих факторов.

Для начала рассматривается обобщенный тип корректирующего канала, обеспечивающий отсутствие межсимвольных влияний в моменты времени, соответствующие номинальным значениям. Затем рассматривается влияние шума и джиттера на выбор характеристик корректирования.

Характеристики для обеспечения нулевого межсимвольного влияния. Предположим, что частотная характеристика канала определяется выражением $R(f)=S(f)T(f)W(f)$ (см. рис. 24.21). Считают, что соответствующая импульсная характеристика $r(t)$ относится к сигналу Найквиста первого типа [10], если $r(0)=r_0$ и $r(kT)=0$ для всех целых значений k, не равных нулю. При такой импульсной характеристике межсимвольные влияния в номинальные моменты дискретизации равны нулю. Следовательно, амплитуда сигнала в номинальный момент дискретизации в данном тактовом интервале полностью определяется только символом сообщения, передаваемого в этом тактовом интервале.

Чтобы определить обобщенную частотную характеристику, соответствующую форме сигнала Найквиста первого типа [11], примем, что импульс $r(t)$ описывается обратным преобразованием Фурье функции $R(f)$:

$$r(t)=\int_{-\infty}^{\infty} R(f)\,e^{j2\pi ft}\,df. \qquad (24.12)$$

Для моментов дискретизации $t=kT$ это уравнение можно записать в виде

$$r_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{(2n-1)/2T}^{(2n+1)/2T} R(f)\, e^{i2\pi fkT}\, df = \int_{-1/2T}^{1/2T} \left[\sum_{n=-\infty} R\left(u+\frac{n}{T}\right) \right] \times$$

$$\times e^{i2\pi ukT}\, du, \qquad (24.13)$$

где бесконечный диапазон частот разделен на поддиапазоны шириной $1/T$ и где последнее равенство получено заменой f на $(u+nT)$.

Заметим, что r_kT представляет собой k-й коэффициент экспоненциального ряда Фурье, раскрывающего формулу

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} R\left(u+\frac{n}{T}\right)$$

в интервале $|u| \leqslant \frac{1}{2T}$. Следовательно, ограничениям Найквиста первого типа на r_k соответствуют требования в частотной области, выражаемые как

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} R\left(u+\frac{n}{T}\right) = T \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_k e^{-i2\pi ukT} = r_0 T. \qquad (24.14)$$

Если амплитуду и фазу величины $R(f)$ обозначить соответственно через $A(f)$ и $\alpha(f)$, то равенство (24.14) можно переписать в виде

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} A\left(u+\frac{n}{T}\right) \cos \alpha\left(u+\frac{n}{T}\right) = r_0 T,$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} A\left(u+\frac{n}{T}\right) \sin \alpha\left(u+\frac{n}{T}\right) = 0. \qquad (24.15)$$

Из равенств (24.15) видно, что существует бесчисленное множество типов каналов (не обязательно с ограниченной полосой), которые удовлетворяют требованиям первого типа по Найквисту, и что существуют возможности варьирования амплитудным и фазовым корректированием. Последующее рассмотрение ограничивается только наиболее известным корректирующим каналом Найквиста первого типа, в котором фаза α изменяется с частотой линейно, а полоса частот ограничена диапазоном $|f| \leqslant 1/T$. При указанных ограничениях уравнения Найквиста приобретают вид

$$A(u) + A(u-1/T) = r_0 T, \quad 0 \leqslant u \leqslant 1/T. \qquad (24.16)$$

Характеристики всех возможных корректирующих каналов проходят через точку $r_0T/2$ на частоте $f=1/2T$ и симметричны относительно этой частоты.

Каналом с минимальной полосой частот, удовлетворяющим указанным требованиям Найквиста [см. (24.16)], является канал с плоской частотной характеристикой в пределах интервала $|f| \leqslant 1/2T$ (см. рис. 24.22*а*). Соответствующая ему импульсная характеристика определяется выражением

$$r_0 = \left(\sin \frac{\pi}{T} t\right) \Big/ \frac{\pi}{T} t$$

и показана на рис. 24.22*б*. Как и следовало ожидать, импульсная характеристика имеет нулевые значения в требуемые моменты времени. Однако большой уровень пульсаций на импульсной характеристике приводит к полному смыканию глаз-диаграммы. Практически для цифрового способа передачи требуются более широкие каналы вследствие возможных отклонений от идеальных значений моментов дискретизации.

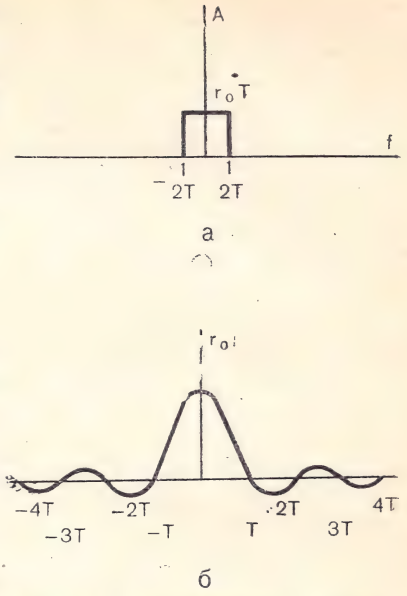


Рис. 24.22. Минимальная ширина полосы частот канала Найквиста первого типа:
а — частотная характеристика канала; *б* — импульсная характеристика

Частный класс каналов с требуемой характеристикой коррекции, удовлетворяющих требованиям Найквиста первого типа, представляет собой семейство каналов с косинусоидальной характеристикой, определяемой равенствами

$$R(f) = r_0 T, \qquad 0 \leqslant |f| \leqslant (1-b)\frac{1}{2T};$$

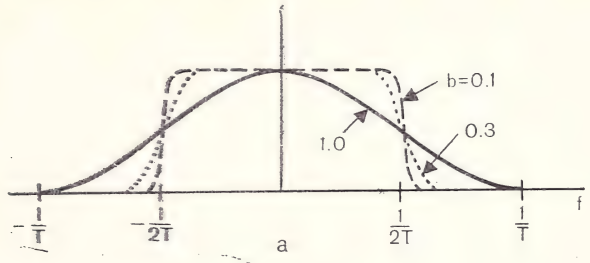
$$R(f) = \frac{r_0 T}{2}\left[1 - \sin\left(\frac{T}{2b} 2\pi f - \frac{\pi}{2b}\right)\right], \quad (1-b)\frac{1}{2T} \leqslant |f| \leqslant (1+b)\frac{1}{2T};$$

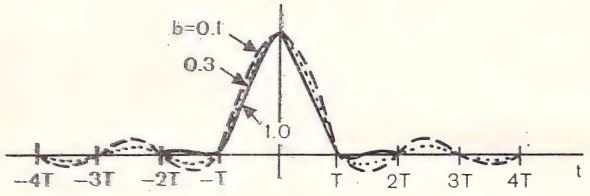
$$R(f) = 0, \qquad (1+b)\frac{1}{2T} < |f|, \tag{24.17}$$

где параметр b выбирается в пределах от 0 до 1. Частотные характеристики, соответствующие различным значениям параметра b, приведены на рис. 24.23*а*, а соответствующие импульсные характеристики — на рис. 24.23*б*.

Из приведенных форм сигналов следует, что при увеличении b (при расширении полосы частот канала) выбросы на импульсной характеристике уменьшаются. Глаз-диаграммы, соответствующие этим каналам в наихудшем случае, показаны на рис. 24.23*в*. Раскрыв глаз-диаграммы увеличивается с расширением полосы час-

тот канала и, таким образом, обеспечивается больший допуск на джиттер моментов дискретизации.





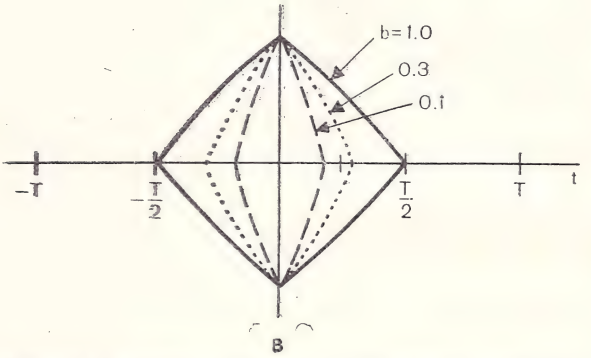


Рис. 24.23. Канал Найквиста с косинусоидальной характеристикой:
а — частотная характеристика; *б* — импульсная характеристика

$$r(t) = r_0 \frac{\sin \frac{\pi}{T} t}{\frac{\pi}{T} t} \frac{\cos \frac{\pi b}{T} t}{1 - \frac{2b}{T} t}$$

в — глаз-диаграмма для худших случаев

Приведенный анализ показывает, что расширение полосы частот корректирующего канала позволяет ограничить величину межсимвольных помех, возникающих из-за нестабильности моментов дискретизации. Однако расширение полосы частот канала тре-

бует использования большого усиления корректирующей схемы на высоких частотах для обеспечения компенсации затухания кабеля, возрастающего с увеличением частоты. Это приводит к увеличению уровня шума на входе устройства дискретизации и, следовательно, к ухудшению характеристик системы в отношении импульсных ошибок. Кривые рис. 24.24 иллюстрируют указанное

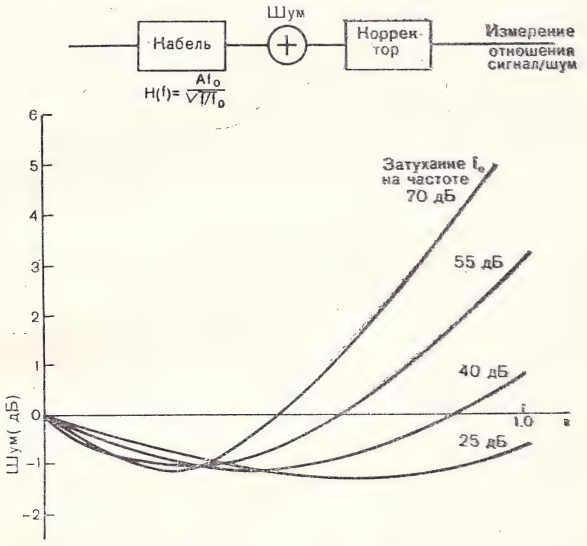


Рис. 24.24. Отношение шумов в каналах с косинусоидальной и плоской характеристиками

обстоятельство для семейства каналов с косинусоидальными характеристиками. Шум такого канала по сравнению с каналом, имеющим плоскую характеристику, при постоянной пиковой амплитуде принятых скорректированных импульсов выражен в виде функций от параметра b. Заметим, что на начальном участке этих кривых при увеличении b отношение шума в канале с косинусоидальной характеристикой к шуму в канале с плоской характеристикой уменьшается. Это объясняется тем, что на частотах, несколько меньших частоты $1/2T$, требуется меньшее усиление, поскольку характеристика канала начинает отклоняться от плоской. Уменьшение шума за счет указанного обстоятельства превышает увеличение шума, обусловленное расширением полосы частот. Однако, начиная с некоторого значения параметра b, его увеличение приводит к резкому увеличению шума. Область резкого увеличения шума при расширении полосы частот обычно является рабочей областью цифровых систем передачи. Выбор ширины полосы частот канала в этой области определяется компромиссом между требованиями по шуму (полоса частот должна быть как можно у́же) и джиттеру (полоса частот должна быть широкой).

Аналитические методы оптимизации. Коррекция сигнала с использованием критериев Найквиста первого типа не является оптимальной при учете влияний шума, джиттера хронирующего сигнала, ограничениях средней и пиковой мощности сигнала и других параметров системы. Более общим решением, учитывающим указанные влияния, является расчет совместных оптимальных характеристик передающего и приемного фильтров, при которых корректирующий канал обеспечивает минимальную вероятность ошибки процесса решения в регенераторе. Такие аналитические решения для некоторых случаев были найдены [12, 13, 14, 15]. Результирующая оптимальная характеристика канала, как правило, не является характеристикой Найквиста, однако ее отклонение от последней для интересующих нас случаев невелико.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СООБРАЖЕНИЯ

Рассмотренные методы оптимизации корректирующих устройств с точки зрения их практического использования обладают различными недостатками. Один из них заключается в том, что полученные аналитическим методом амплитудные и фазовые характеристики должны быть аппроксимированы переходными характеристиками физически реализуемых схем ограниченной сложности. При такой аппроксимации нет уверенности в том, что учитываются все ограничения, характеризующие физически реализуемые схемы. Другой недостаток заключается в том, что аналитические методы не позволяют учесть ухудшения, имеющие место на практике. Например, имеющие место в реальных условиях отклонения длин участков регенерации и изменения температуры кабеля, приводят к значительному ухудшению формы импульсов, которое должно быть скомпенсировано. Поскольку для регулирования характеристики корректора можно изменять лишь один из его параметров, компенсация этих искажений может быть лишь частичной. Аналитические методы не позволяют произвести расчет корректора, обеспечивающего компромисс между заданной длиной участка и температурным диапазоном.

Необходим метод расчета корректоров, обеспечивающий физическую реализуемость корректоров при минимальной вероятности ошибок в реальных условиях. Один из таких методов предусматривает применение ЭВМ, что позволяет учесть: 1) форму нескорректированных импульсов при различных длинах кабелей и различных температурах; 2) шумы и переходные влияния; 3) уменьшение раскрыва глаз-диаграммы регенератора по вертикали; 4) нестабильность моментов дискретизации и джиттер, вносимый хронирующими цепями [16]. При использовании метода оптимизации, описанного в [17], параметры корректора регулируются до тех пор, пока не будет обеспечена минимальная вероятность ошибки на основе вычисленной импульсной характеристики.

Пример корректора. Коррекция трехуровневого сигнала со скоростью передачи 6,3 Мбит/с по кабелю с бумажной изоля-

цией при длине участка 1,8 км осуществляется на приеме с помощью корректора, состоящего из постоянной (нерегулируемой) и регулируемой секций (рис. 24.25). Нерегулируемая секция корректора состоит из двух или трех последовательно включенных

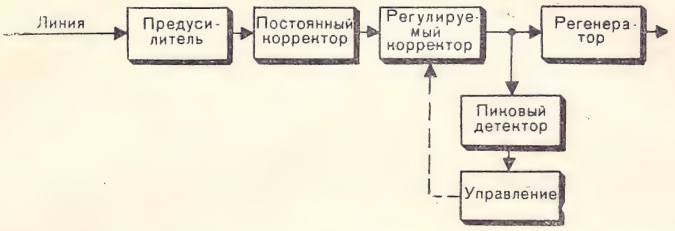


Рис. 24.25. Структурная схема коррекции в цифровом тракте типа Т2

Т-образных мостовых резистивных звеньев. Эта секция предназначена для коррекции основной части характеристики кабеля.

Регулируемая секция корректора, как показано на рис. 24.26, имеет переходную характеристику, характеризующуюся положе-

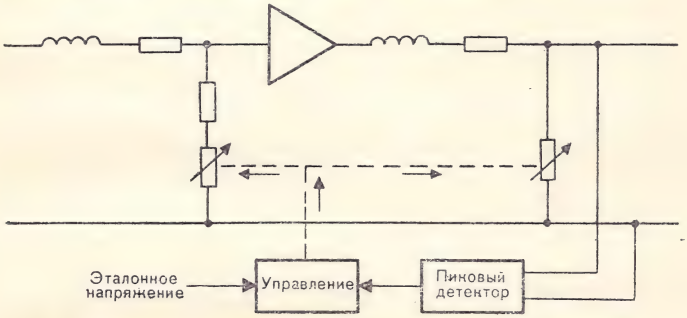


Рис. 24.26. Структурная схема регулируемого корректора

нием двух действительных полюсов и усилением. Пиковая амплитуда выходных импульсов устанавливается на заданном постоянном уровне с помощью переменных сопротивлений. Регулируемая секция корректора предназначена для компенсации температурных изменений характеристик кабеля и изменений длины участка регенерации в заданном диапазоне. Эти изменения преобразуются в изменения пиковых значений амплитуды принимаемых импульсов. Регулируемая секция корректора вносит частотнозависимое затухание, благодаря чему суммарная частотная характеристика канала получается приблизительно постоянной при изменении упомянутых параметров участка кабеля в заданных пределах. Регулируемая секция корректора называется также автоматической регулируемой искусственной линией. Поскольку подстройка производится по амплитуде импульса, то любое изменение амплитуды принимаемого импульса вследствие причин, не связанных с изме-

нением параметров кабеля (например, изменение усиления на постоянную величину во всем диапазоне частот), может привести к неправильной коррекции принимаемого импульса.

СПАД ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАЧИ В ОБЛАСТИ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Спад характеристики в области нижних частот определяется наличием в регенераторе трансформаторных и емкостных связей. Связь по переменному току желательна по ряду причин, например, наличие такой связи обеспечивает возможности питания регенераторов постоянным током по тем же проводам, по которым передается информационный сигнал, и устраняет воздействие на регенератор низкочастотных шумов линии. Результатом воздействия спада характеристики в области нижних частот на отдельный прямоугольный импульс является смещение нулевой линии.

Один из методов устранения искажений вследствие описанного явления заключается в ограничении числа допустимых видов импульсных последовательностей соответствующим кодированием или применением специальных шифрующих устройств (скремблеров). Другой метод заключается в использовании квантованной обратной связи с восстановлением постоянной составляющей [18, 19]. С помощью устройства квантованной обратной связи низкочастотные составляющие сигнала, подавленные из-за наличия элементов связи, замещаются низкочастотными составляющими на выходе регенератора. На рис. 24.27 показано применение кван-

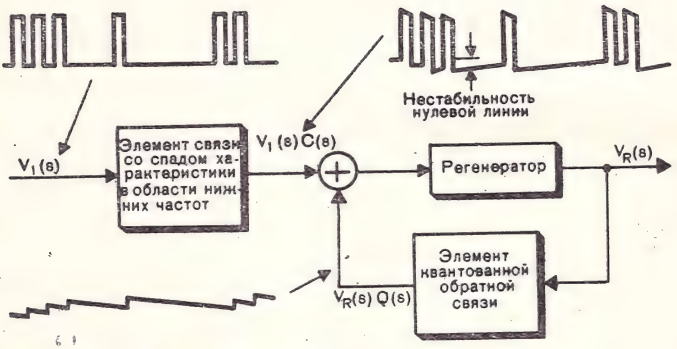


Рис. 24.27. Квантованная обратная связь

тованной обратной связи для случая, когда спад характеристики в области нижних частот характеризуется одним полюсом. Переходные характеристики элемента связи и цепи квантованной обратной связи выбираются таким образом, что $C(s)+Q(s)=1$; в результате этого «хвост» импульса уничтожается.

Очевидно, что поддержание указанного условия согласования требует точного контроля как площади импульса на выходе регенератора, так и усиления и положения полюса фильтра квантован-

ной обратной связи $Q(s)$. Кроме того, ошибки регенератора могут вызвать нарушение обратной связи, что приведет к увеличению числа ошибок. Для улучшения работы цепи обратной связи можно использовать восстановление постоянной составляющей соответствующей установкой нулевой линии в промежутки времени, когда известна величина постоянной составляющей (например, при периодической передаче определенного символа). Таким образом, квантованная обратная связь позволяет скорректировать изменения положения нулевой линии в пределах данного блока символов, а восстановление постоянной составляющей позволяет скорректировать остаточную долговременную нестабильность положения нулевой линии.

24.4. ХРОНИРОВАНИЕ

После коррекции импульсы цифрового сигнала имеют форму, пригодную для регенерации. Управление процессом регенерации осуществляется с помощью хронирующего сигнала (тактовой частоты), используемого для: 1) дискретизации скорректированной импульсной последовательности в моменты времени, соответствующие центру глаз-диаграммы; 2) правильной расстановки импульсов на выходе регенератора; 3) обеспечения правильной длительности импульсов.

Хронирующий сигнал выделяется из импульсной последовательности после ее коррекции и усиления. Важно отметить, что в общем случае спектр передаваемого цифрового сигнала не содержит дискретной составляющей тактовой частоты. Вследствие этого выделение хронирующего сигнала из скорректированной импульсной последовательности требует применения нелинейных цепей.

Обобщенная структурная схема цепи выделения хронирующего сигнала в регенераторе приведена на рис. 24.28. Сначала скорректированная импульсная последовательность подвергается нелиней-

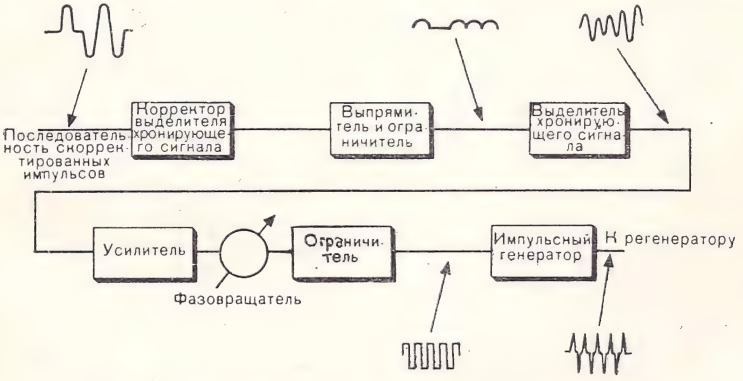


Рис. 24.28. Структурная схема выделителя хронирующего сигнала в регенераторе

ному преобразованию (выпрямлению и ограничению), в результате которого в спектре сигнала появляется дискретная составляющая тактовой частоты. Далее с помощью устройства выделения хронирующего сигнала, представляющего собой резонансный контур с высокой добротностью Q, настроенный на тактовую частоту, выделяется соответствующая синусоидальная составляющая. Полученный хронирующий сигнал усиливается и ограничивается, в результате чего формируется последовательность почти прямоугольных импульсов с частотой повторения, равной скорости передачи цифровой системы. Полученный сигнал используется для управления работой генератора тактовых импульсов. Генератор формирует узкие тактовые импульсы положительной и отрицательной полярности в моменты времени, когда хронирующий сигнал почти прямоугольной формы проходит через нулевые значения. С помощью фазовращателя в цепи выделения хронирующего сигнала фаза хронирующих импульсов устанавливается таким образом, что она совпадает с моментами максимального раскрыва глаз-диаграммы. Описанный способ получения хронирующего сигнала называется хронированием прямого действия, а регенераторы с указанным способом выделения хронирующего сигнала называются регенераторами с самохронированием [4].

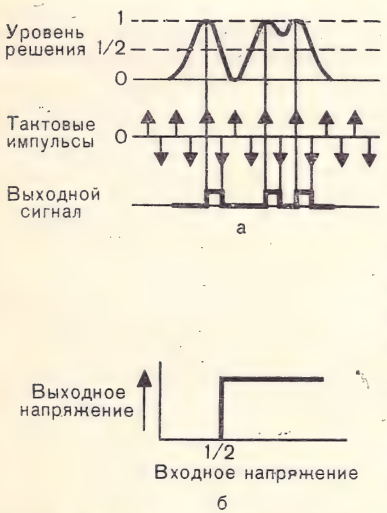


Рис. 24.29. Методы хронирования: *а* — регенерация с полным восстановлением временных соотношений; *б* — характеристика передачи идеального регенератора

Узкие тактовые импульсы положительной полярности используются для управления моментами передачи входящей в схему регенерации скорректированной импульсной последовательности. Тактовые импульсы отрицательной полярности используются для выключения схем регенерации. Таким образом, с помощью указанных тактовых импульсов обеспечивается управление длительностью импульсов на выходе регенератора. Описанный метод регенерации называется полной регенерацией (регенерацией с полным восстановлением временных соотношений); процесс полной регенерации поясняется рис. 24.29.

ИСТОЧНИКИ ДЖИТТЕРА ХРОНИРОВАНИЯ

Каждый регенератор вносит в передаваемый цифровой сигнал случайные фазовые флуктуации, называемые также джиттером хронирования. Можно показать, что в цепи с несколькими регенераторами происходит накопление джиттера, что может привести

к переходным влияниям и искажению восстановленного на приемной стороне аналогового сигнала. Источники джиттера хронирования можно разделить на систематические и несистематические в зависимости от того, связаны или не связаны они с видом передаваемой импульсной последовательности. Источники систематического джиттера приводят к однотипному искажению импульсной последовательности во всех регенераторах цифрового линейного тракта. Примерами источников такого типа являются межсимвольные помехи, конечная длительность импульса и отклонения пороговых величин хронирующего сигнала [20]. Источники несистематического джиттера, к числу которых относятся расстройка цепей выделения хронирующего сигнала и переходные влияния за счет этих цепей, различны в разных регенераторах. Тепловой и импульсный шумы не оказывают заметного влияния на величину джиттера хронирования; поскольку обеспечение малой величины коэффициента ошибок регенератора возможно лишь при достаточно малой величине суммарного шума, то воздействие такого шума на узкополосный выделитель хронирующего сигнала будет незначительным [21]. На линиях с большим числом регенераторов суммарная величина накопленного джиттера определяется в основном источниками систематического джиттера.

Влияние конечной длительности импульсов и статистической структуры импульсной последовательности. Если сигнал, возбуждающий резонансную схему выделения с высокой добротностью Q (рис. 24.28), не является импульсным или коэффициент заполнения импульсного сигнала отличается от 0,5, то моменты перехода через нулевое значение выходного сигнала схемы выделения смещаются относительно их номинальных положений [22]. Это объясняется тем, что в моменты перехода хронирующего сигнала через нулевые значения амплитуда импульсов, возбуждающих резонансную схему выделения, не равна нулю. Указанные смещения вызваны статистической структурой импульсной последовательности и приводят к преобразованию амплитудных изменений в фазовые.

Влияние межсимвольных помех. Неточность коррекции, обусловленная температурными и другими систематическими изменениями параметров кабеля и регенераторов, может привести к воздействию на форму скорректированных импульсов такого же вида, как и воздействие большого числа регенераторов. В результате этого положение пикового значения импульса в данном тактовом интервале *зависит* от статистической структуры предшествующей и последующей импульсных последовательностей. Сдвиг пикового значения импульса приводит к фазовым изменениям сигнала на выходе резонансной схемы выделения.

Влияние отклонения порога генератора хронирующего сигнала. В схеме выделения хронирующего сигнала (рис. 24.28) тактовые импульсы генерируются в моменты перехода через нуль сигнала, полученного после ограничения. Если порог генератора тактовых импульсов отличается от нулевого зна-

чения, то фаза тактового сигнала будет зависеть от амплитуды хронирующего сигнала, поскольку крутизна сигнала в области нулевых значений пропорциональна амплитуде. Это второе явление также вызвано статистической структурой цифрового сигнала.

Влияние расстройки. Как статистические, так и динамические отклонения процесса хронирования могут быть вызваны расстройкой цепи выделения хронирующего сигнала. Статистический фазовый сдвиг $\Delta\Phi_0$ прямо пропорционален добротности Q и относительной расстройке $\Delta f_0/f_0$ [23]:

$$\operatorname{tg}\Delta\Phi_0 = 2Q\,\Delta f_0/f_0. \qquad (24.18)$$

Расстройка также вызывает динамическую флуктуацию фазы вследствие случайного характера статистической структуры входящей импульсной последовательности. Среднеквадратическая величина этого джиттера пропорциональна произведению относительной расстройки и корня квадратного из добротности [24]. Указанная величина находится в сильной зависимости от плотности импульсов в цифровом сигнале и существенно уменьшается при увеличении плотности импульсов.

Можно показать, что при расстройке всех контуров выделения хронирующего сигнала одного знака величина систематического джиттера на линии с большим числом регенераторов будет ограничена приблизительно удвоенной величиной джиттера одного регенератора.

Переходное влияние. Фазовый сдвиг хронирующего сигнала в регенераторе может возникнуть и вследствие переходного влияния от других цифровых систем передачи. Этот фазовый сдвиг обычно имеет несистематический характер, поскольку связи, определяющие переходное влияние, во всех регенераторах различны.

НАКОПЛЕНИЕ ДЖИТТЕРА ХРОНИРОВАНИЯ

Накопление джиттера хронирования в цифровом линейном тракте вызывается в основном систематическими источниками, обусловленными статистической структурой цифрового сигнала. Существует несколько источников, определяющих основную часть джиттера хронирования. Поэтому при анализе удобнее использовать простую модель рассматриваемого процесса вместо сложной, хотя и более точной модели, позволяющей учесть каждый источник джиттера отдельно. Такая приближенная модель накопления джиттера [25] приведена на рис. 24.30; цифровой сигнал не пока-

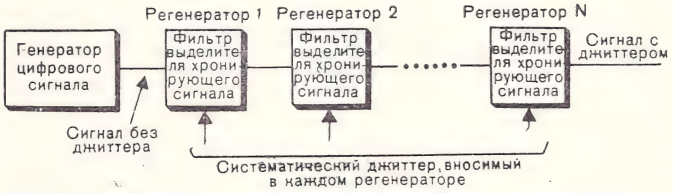


Рис. 24.30. Модель накопления джиттера хронирования

зан, поскольку его роль в рассматриваемом аспекте сводится лишь к переносу хронирующего сигнала. Не учитывается и время распространения между регенераторами, поскольку оно также не влияет на накопление джиттера. Для упрощения анализа рассматриваемой модели накопления джиттера приняты следующие предположения.

1. Все регенераторы вносят одинаковый джиттер; это предположение основывается на том факте, что на все регенераторы поступает одна и та же импульсная последовательность.

2. Все источники, вносящие подавляющую часть джиттера, на входе каждой цепи выделения хронирующего сигнала могут быть представлены в виде одного источника ступенчатого сигнала, характеризующегося переходом между двумя фиксированными импульсными последовательностями, и в виде источника белого шума для случайных импульсных последовательностей.

3. Джиттер последовательно (когерентно) увеличивается при переходе от одного регенератора к другому, поскольку на все регенераторы поступает одна и та же импульсная последовательность.

4. Цепь выделения хронирующего сигнала в каждом регенераторе состоит из одноконтурной схемы, настроенной на частоту повторения импульсов f_0.

5. Для фазовой модуляции избирательную схему можно представить фильтром нижних частот с одним полюсом, соответствующим половине полосы частот избирательной схемы.

Анализ джиттера. Следствием предположения относительно фазовой модуляции является то, что низкочастотный джиттер проходит через хронирующий фильтр без изменений, в то время как более высокочастотный джиттер ослабляется по амплитуде, а его фаза изменяется. Джиттер в конце линии, оборудованной N регенераторами, будет равен сумме джиттера последнего регенератора, обусловленного одной избирательной схемой, джиттера предпоследнего регенератора, обусловленного двумя последовательно включенными избирательными схемами, и так далее до первого регенератора.

Поскольку форма сигнала джиттера во всех регенераторах одинакова, суммарный джиттер определится как

$$\theta_N(s) = \sum_{n=1}^{N} \theta(s) \left[\frac{1}{1 + s \Big/ \left(\frac{\pi f_0}{Q} \right)} \right]^n, \tag{24.19}$$

где $\theta(s)$ — преобразование для источника эквивалентного джиттера в каждом регенераторе.

Правая часть равенства (24.19) представляет собой сумму членов геометрической прогрессии и может быть записана в виде

$$\theta_N(s) = \theta(s) \frac{\pi f_0}{Qs} \left\{ 1 - \left[\frac{1}{1 + s \Big/ \left(\frac{\pi f_0}{Q} \right)} \right]^N \right\}. \tag{24.20}$$

При пренебрежении кратковременными (высокочастотными) явлениями, определяемыми неравенством

$$\frac{s}{\pi f_0/Q} \ll 1,$$

величина $\theta_N(s)$ при большом N может быть аппроксимирована следующим выражением:

$$\theta_N(s) \approx \theta(s)\,\frac{\pi f_0}{Qs}\left\{1 - \exp\left[\frac{-Ns}{\left(\frac{\pi f_0}{Q}\right)}\right]\right\}. \qquad (24.21)$$

Переходу в момент времени $t=0$ от одной фиксированной импульсной последовательности i к другой последовательности j, которые характеризуются постоянными фазовыми сдвигами соответственно θ_i и θ_j, соответствует источник вносимого джиттера $\theta(s)$, величина которого определяется разностью между θ_j и θ_i. Как следует из ур-ния (24.21), фаза изменяется по линейному закону (рис. 24.31). При этом заметим, что фазовые изменения прямо пропорциональны числу регенераторов, однако скорость изменения фазы (мгновенное отклонение частоты) не зависит от числа регенераторов и приблизительно равна $(\pi f_0/Q)(\theta_j - \theta_i)$. В наихудшем случае джиттер вследствие фазовых и частотных отклонений характеризуется максимальной величиной разности $(\theta_j - \theta_i)$ для всех возможных пар импульсных последовательностей. Следовательно, указанная величина джиттера может являться качественным показателем работы регенератора. Чем меньше эта величина, тем меньшими будут максимальный уход фазы и отклонение частоты при заданном числе регенераторов в линейном тракте.

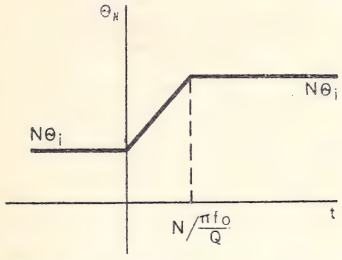


Рис. 24.31. Джиттер на выходе N-го регенератора вследствие перехода от импульсной последовательности i к последовательности j

Типовая осциллограмма изменений фазы при переходе от одной фиксированной импульсной последовательности к другой, полученная в результате измерений цепочки регенераторов, показана на рис. 24.32; осциллограмма очень хорошо согласуется с характеристикой на рис. 24.31. Измерения показали также, что величина фазового сдвига линейно нарастает с увеличением числа регенераторов.

Спектральная плотность мощности джиттера на выходе цепи с N регенераторами при импульсной последовательности случайного характера может быть выражена следующим образом [по аналогии с равенством (24.20)]:

$$\varphi_N(f) = \left(\frac{f_0}{2Qf}\right)^2 \left|1 - \left(\frac{1}{1 + i\,\frac{2Qf}{f_0}}\right)^N\right|^2 \varphi, \qquad (24.22)$$

где φ — постоянная величина, равная величине, соответствующей плоской части характеристики спектральной плотности мощности (двусторонней) источника джиттера в каждом регенераторе.

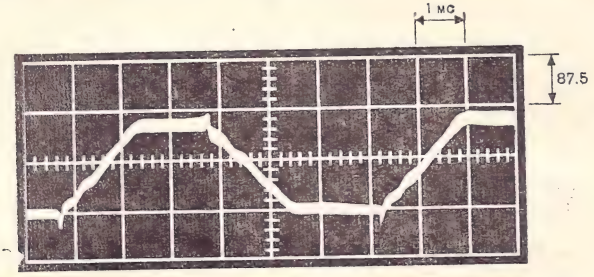


Рис. 24.32. Осциллограмма фазового сдвига хронирующего сигнала при переходе от импульсной последовательности 1/8 (сверху) к последовательности 8/8 (снизу) при 84 регенераторах; $f_0 = 1{,}544$ МГц, $Q \approx 100$

Спектр джиттера для $N = 1000$ представлен на рис. 24.33. На очень низких частотах спектр джиттера плоский, а спектральная плотность мощности пропорциональна квадрату числа регенераторов. На высоких частотах огибающая спектра падает обратно пропорционально квадрату частоты. Таким образом, при большом числе

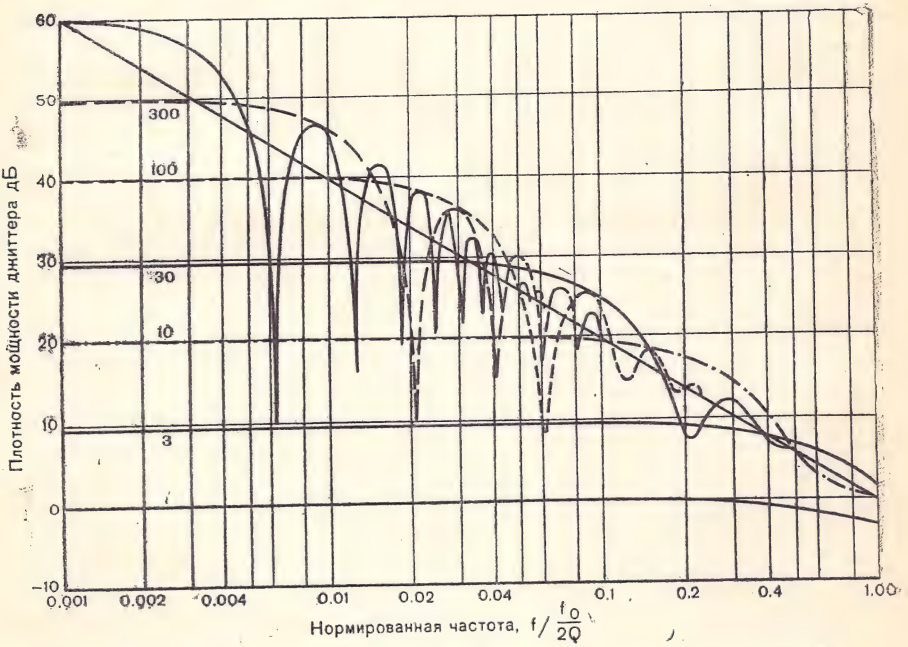


Рис. 24.33. Спектр джиттера при случайной импульсной последовательности (рассчитано по модели)

регенераторов N основная часть мощности джиттера сосредоточена на низких частотах.

Среднее значение квадрата величины джиттера $\overline{\varphi_N}$ может быть найдено интегрированием равенства (24.22) во всем диапазоне частот. Можно показать, что результат интегрирования выражается как

$$\overline{\varphi_N} = \varphi \frac{\pi f_0}{Q} P(N), \tag{24.23}$$

где $P(N)$ определяется из выражения

$$P(N) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(2\pi f)^2} \left| 1 - \left(\frac{1}{1 + i\, 2\pi f} \right)^N \right|^2 df = \left\{ N - \frac{1/2\,(2N-1)!}{4^{(N-1)}\,[(N-1)!]^2} \right\}. \tag{24.24}$$

При большом числе регенераторов $P(N) \approx N$, поэтому среднее значение квадрата величины джиттера хронирования в этом случае может быть определено по следующей приближенной формуле:

$$\overline{\varphi_N} \approx \varphi \pi f_0 N/Q. \tag{24.25}$$

Следовательно, среднее значение квадрата величины джиттера в цепи с большим числом регенераторов увеличивается пропорционально их числу N, а среднеквадратическая величина увеличивается пропорционально квадратному корню из числа регенераторов. Кроме того, величина джиттера пропорциональна ширине полосы пропускания фильтра цепи выделения хронирующего сигнала. Полученные результаты подтверждают тот факт, что использование в регенераторах избирательных цепей с высокой добротностью будет уменьшать джиттер.

Выделитель хронирующего сигнала. При конструировании выделителя хронирующего сигнала особое внимание уделяется: 1) расстройке, 2) джиттеру, 3) простоте схемы и снижению стоимости. Простейшей схемой для выделения хронирующего сигнала является одиночный резонансный LC-контур. Сигнал на выходе выделителя, показанного на рис. 24.28, представляет собой синусоидальное колебание, частота которого равна частоте повторения символов цифрового сигнала. Добротность резонансного контура Q должна быть достаточно высокой, чтобы обеспечить соответствующее подавление джиттера хронирования, и в то же время достаточно низкой, чтобы обеспечить требуемую стабильность параметров выделителя хронирующего сигнала. Существенным недостатком резонансного контура является зависимость амплитуды хронирующего сигнала от статистической структуры импульсной последовательности; использование генератора с фазовой подстройкой позволяет получить хронирующий сигнал с постоянной амплитудой при любых импульсных последовательностях в линейном тракте.

Влияние джиттера. Полное восстановление переданного сигнала сообщения в цифровом приемном оконечном оборудовании осуществляется декодированием ИКМ сигнала и последующей фильтрацией АИМ сигнала с помощью фильтра нижних частот (АИМ сигнал представляет собой периодические дискреты исходного передаваемого сигнала). На передаче период повторения дискретов определяется частотой задающего генератора передающей части аппаратуры. Генератор тактовой частоты приемной части аппаратуры синхронизируется частотой входящего цифрового сигнала. Вследствие накопления джиттера хронирования в цифровом тракте мгновенное значение частоты на приемной стороне может значительно отличаться от передаваемой частоты. Временное положение дискретов на приеме будет изменяться относительно их номинального положения, поскольку их положение определяется тактовой частотой генератора приемной части. В результате принимаемый АИМ сигнал будет модулирован по временному положению импульсов. Указанная паразитная модуляция АИМ сигнала может привести к переходному влиянию и искажениям восстановленного аналогового сигнала. Приведем упрощенный анализ этих искажений.

Пусть исходный аналоговый сигнал определяется функцией $v(t)$; тогда аналоговый сигнал на приеме будет представлен фазомодулированной последовательностью дискретов АИМ сигнала в виде

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_n \delta(t - nT - \varepsilon_n), \tag{24.26}$$

где T — номинальный период повторения дискретов, а ε_n — временное отклонение n-го дискрета от его номинального временного положения. Амплитуды дискретов представлены последовательностью $\{v_n\}$. Спектр этой импульсной последовательности определяется с помощью преобразования Фурье членов равенства (24.26) и может быть записан в виде

$$Y(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_n e^{-i2\pi fnT} e^{-i2\pi f\varepsilon_n}. \tag{24.27}$$

Когда максимальная амплитуда джиттера на наивысшей частоте на выходе фильтра мала, справедливо следующее приближение: $e^{-i\pi t\varepsilon_n} \approx 1 - i\,2\pi f\varepsilon_n$. Если коэффициент передачи фильтра, формирующего аналоговый сигнал, $T(f) = 0$ для $|f| > 1/2T$, то спектр на выходе системы будет равен $Y(f)T(f) = G(f)$. При этих условиях спектр сократится и может быть определен следующим приближенным выражением:

$$G(f) \approx T(f)\left[V(f) - i\,2\pi f \int_{-\infty}^{\infty} V(x)\,E(f-x)\,dx\right], \tag{24.28}$$

где $E(f)$ — спектр джиттера.

Полученный спектр состоит из спектра первоначального сигнала $V(f)$ и дифференцированной свертки спектров сигнала и джиттера с ограниченной полосой частот. Последняя часть спектра и вызывает шумы и искажения.

При более полном анализе влияния джиттера следует учитывать конечную длительность импульсов АИМ сигнала, спектральную плотность и функцию корреляции джиттера. На основе приведенного анализа можно определить требования к джиттеру хронирования и для оконечного оборудования. Пример таких требований для оконечного оборудования, предназначенного для передачи 300-канального сигнала с частотным разделением каналов методом ИКМ, показан на рис. 24.34, где отмечены области, опре-

Рис. 24.34. Требования по джиттеру для оконечного оборудования передачи сигнала основной третичной группы ЧД

деляющие искажения в каналах и переходные влияния. Требования к высокочастотному джиттеру (более 4 кГц) должны быть более жесткими, поскольку он приводит к переходному влиянию между каналами; низкочастотный джиттер проявляется только в виде искажений в самом канале.

Регулирование накопления джиттера. Накопление джиттера в цепи из N регенераторов при рассмотренном ранее типе канала выделения хронирующего сигнала описывается уравнением (24.23). Величина джиттера может быть уменьшена применением устройств эластичной памяти и цепей фазовой подстройки с высокой добротностью.

24.5. ЛИНЕЙНЫЙ КОД

Двоичная информация, полученная на выходе оконечного оборудования, для передачи по цифровому линейному тракту должна быть закодирована в некоторую последовательность символов. Простейшим типом линейного кода, по первому впечатлению, является однополярный код. В этом случае двоичные единицы и

нули при формировании линейного сигнала кодируются соответственно импульсами и отсутствием импульсов (пробелами). Энергетический спектр однополярной импульсной последовательности при условии, что импульсы независимы, выражается [24] формулой

$$P(f) = |G(f)|^2 \left[\frac{p(1-p)}{T} + \frac{p^2}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \right], \qquad (24.29)$$

где $G(f)$ — преобразование Фурье функции, описывающей форму импульса, p — вероятность появления импульса и $1/T$ — скорость передачи; спектр для прямоугольного импульса показан на рис. 24.35.

При использовании однополярного кода возникают следующие три важные проблемы. Во-первых, передача длинной серии «нулей» приводит к уменьшению амплитуды хронирующего сигнала, что, в свою очередь, ухудшает характеристики системы в отношении джиттера. Во-вторых, поскольку в спектре однополярного сигнала низкочастотные составляющие имеют значительную мощность, то при использовании в линейном тракте связей по переменному току постоянная составляющая импульсной последовательности будет значительно изменяться. В-третьих, отсутствует возможность контроля импульсных ошибок в линейном тракте в процессе эксплуатации, если неизвестны статистические свойства источника информации.

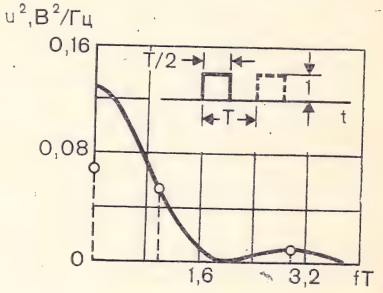


Рис. 24.35. Непрерывный спектр и дискретные составляющие двоичной последовательности: кривая описывается формулой

$$0{,}5\left(\frac{\sin\frac{\pi fT}{2}}{\pi fT}\right)^2,$$

вероятность появления импульса p, шкала ординат для p равна 1/2; для непрерывного спектра значение по оси ординат умножается на $4p(1-p)$; для дискретных составляющих — на $4p^2$

Указанные проблемы могут быть решены введением избыточности в процесс кодирования. Избыточность может быть введена следующими способами: 1) увеличением скорости передачи линейного тракта по отношению к скорости входного двоичного сигнала; 2) использованием некоторых видов многоуровневого сигнала; в последнем случае скорость передачи линейного тракта может не отличаться от скорости входного сигнала.

БИПОЛЯРНЫЙ КОД

Биполярный код представляет собой одну из разновидностей троичного кода, при котором обеспечивается равенство скоростей передачи сигнала в линейном тракте и исходного двоичного сигна-

ла [28][1]. Нули двоичного сигнала кодируются отсутствием импульсов; двоичные единицы кодируются попеременно импульсами положительной и отрицательной полярности, причем полярность импульса изменяется на противоположную при появлении каждого следующего импульса. Структурная схема устройства, обеспечивающего биполярное кодирование, и пример преобразования сигнала показаны на рис. 24.36.

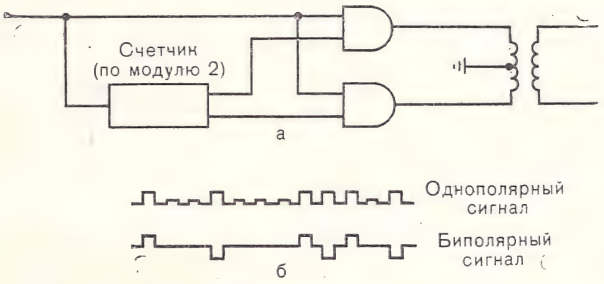


Рис. 24.36. Биполярное кодирование:
а — преобразователь однополярного сигнала в биполярный; *б* — пример биполярного кодирования

Энергетический спектр биполярной последовательности с разными амплитудами положительных и отрицательных импульсов содержит как дискретные составляющие, так и непрерывную часть. При равенстве амплитуд положительных и отрицательных импульсов исчезают дискретные составляющие спектра, а непрерывная часть уменьшается до величины

$$P(f) = \frac{2p(1-p)}{T} |G(f)|^2 \frac{1-\cos 2\pi fT}{1-2(2p-1)\cos 2\pi fT + (2p-1)^2}, \qquad (24.30)$$

где $G(f)$ — преобразование Фурье положительного импульса; p — вероятность появления единиц в исходном двоичном сигнале. Часть спектра, нормализованного для $G(f)=1$, показана на рис. 24.37. Энергия составляющих с нулевой частотой и с частотами, кратными скорости передачи (в целое число раз), равна нулю, поскольку соседние импульсы противоположны по знаку (наличие пробелов между импульсами не играет роли). Уменьшение энергии низкочастотных составляющих облегчает решение проблемы нестабильности постоянной составляющей.

Кроме того, чередование полярности импульсов обеспечивает возможность контроля линейного тракта в процессе эксплуатации. Любая отдельная ошибка в линейном тракте (пропадание или возникновение импульса) приведет к нарушению чередования полярности импульсов.

---

[1]) Строго говоря, скорость передачи входного сигнала несколько меньше скорости передачи в линейном тракте ввиду того, что требуется обеспечить некоторую плотность импульсов для возможности выделения хронирующего сигнала.

Однако при биполярном кодировании подавляют все дискретные составляющие, которые можно использовать для выделения хронирующего сигнала. Для формирования спектра с дискретной составляющей тактовой частоты биполярная последовательность преобразуется в однополярную импульсную последовательность в

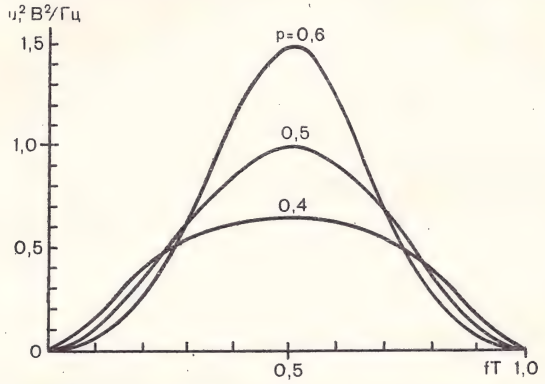


Рис. 24.37. Энергетический спектр биполярного кодирования

результате выпрямления. Составляющая тактовой частоты в этом случае возникает вследствие перекрестной модуляции частот, симметрично расположенных относительно частоты, равной половине тактовой, где первоначальный спектр биполярного сигнала имеет наибольшую мощность. Хотя биполярное кодирование решает проблемы нестабильности постоянной составляющей и контроля линейного тракта в процессе эксплуатации, остается нерешенной проблема хронирования при наличии в двоичном сигнале большого числа последовательных нулей. Решение этой проблемы можно упростить вводом некоторых ограничений на работу оконечного оборудования с тем, чтобы оно обеспечивало в сигнале минимальную плотность единиц.

Другое решение проблемы плотности импульсов в линейном сигнале заключается в замене некоторого числа последовательных нулей специальной последовательностью символов. Такие коды называются биполярными кодами с замещением N нулей (*BNZS*).

Основное требование, предъявляемое к замещающей комбинации, состоит в том, что она должна иметь легко распознаваемый признак. В биполярной последовательности одним из таких признаков является нарушение чередования полярности импульсов. Кроме того, замещающая комбинация не должна содержать постоянной составляющей и не должна имитироваться при нарушении чередования полярностей импульсов при случайных ошибках в линейном тракте.

Код *B6ZS*, удовлетворяющий указанным требованиям, предусматривает замену шести последовательных нулей комбинациями $0+-0-+$ или $0-+0+-$ в зависимости от полярности по-

следнего из переданных импульсов [27]; если, например, последний импульс положительный, то используется замещающая комбинация $0+-0-+$. Пример реализации кода *B6ZS* показан на рис. 24.38.

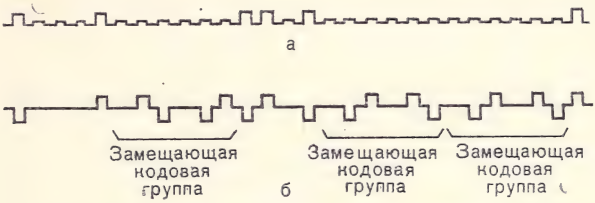


Рис. 24.38. Преобразование однополярного сигнала *(а)* в сигнал с биполярным кодом с замещением шести нулей *(б)*

Часть энергетического спектра, нормализованного для $G(f)=1$, изображена на рис. 24.39. Существует много других типов биполярного кодирования. В энергетических спектрах большинства из

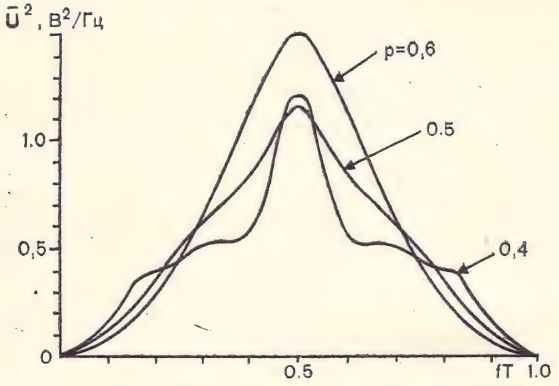


Рис. 24.39. Спектр биполярного кода с замещением шести нулей

них удается снизить мощность составляющих, отличающихся от нулевой или тактовой частоты линейного сигнала, однако практическая ценность таких видов энергетического спектра весьма ограничена.

ПАРНО-СЕЛЕКТИВНЫЙ ТРОИЧНЫЙ КОД

В рассматриваемых до сих пор линейных кодах использовался алгоритм кодирования, при котором преобразованию в троичный символ в каждом такте кодирования подвергается только один символ двоичной последовательности. Преобразование групп из двух или более двоичных символов в каждом такте кодирования позволяет решить практические проблемы в отношении нестабиль-

ности постоянной составляющей, хронирования и контроля работы линейного тракта. Символы передаваемой двоичной последовательности группируются попарно и преобразуются в троичный сигнал в соответствии с таблицей кодирования, приведенной на рис. 24.40*а*. Используются два вида кодовых групп, причем смена

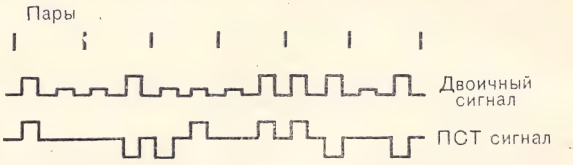


Рис. 24.40. Парно-селективное троичное кодирование

кодовых групп производится после каждого появления пар двоичных символов нуль-единица или единица-нуль. Этот метод кодирования известен под названием парно-селективного троичного (ПСТ) кодирования [28]; пример ПСТ кодирования показан на рис. 24.40*б*. Требования к стабильности постоянной составляющей обеспечиваются сменой кодовых групп, что эквивалентно чередованию полярности импульсов при биполярном кодировании. Пары нулей в двоичной последовательности заменяются в коде ПСТ импульсами, в результате чего обеспечивается необходимая информация для процесса хронирования. Наконец, свойства импульсной последовательности при ПСТ кодировании, одно из которых заключается в смене кодовых групп, обеспечивают возможность контроля ошибок в линейном тракте.

Сравнение энергетических спектров кодов ПСТ, биполярного и биполярного с замещением шести нулей (*B6ZS*) приведено на рис. 24.41 и в табл. 24.1. При ПСТ кодировании мощность сигнала

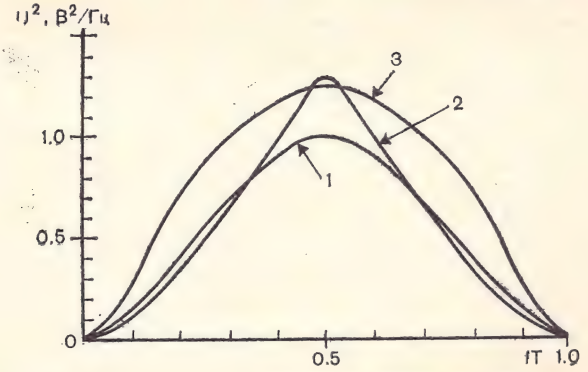


Рис. 24.41. Сравнение спектров биполярного кода *(1)*, биполярного кода с замещением шести нулей *(2)* и парно-селективного троичного кода *(3)*

Во всех случаях для исходного двоичного кода $p = 0{,}5$

ТАБЛИЦА 24.1

Сравнение кодов

Двоичный сигнал	ПСТ сигнал		Двоичный сигнал	ПСТ сигнал	
	вариант «+»	вариант «—»		вариант «+»	вариант «—»
11	+—	+—	01	0+	0—
10	+0	—0	00	—+	—+

почти на всех частотах превышает мощность сигнала при биполярном коде с замещением шести нулей. Эта избыточная мощность облегчает решение проблемы хронирования, однако приводит к увеличению переходного влияния в симметричных кабелях.

Для правильного восстановления на приеме первоначальной двоичной последовательности принятая ПСТ последовательность должна быть синхронизирована по кодовым группам. Поскольку появление любой неиспользуемой троичной пары (++, —— и 00) указывает на отсутствие синхронизма по кодовым группам, может быть использован метод статистической синхронизации.

Однако, если исходная двоичная последовательность содержит только единицы или только нули, то передаваемая последовательность будет состоять из импульсов с чередующейся полярностью + — + — + — ...; в этом случае выход из состояния синхронизма по кодовым группам не может быть обнаружен. Решение этой проблемы облегчается при использовании модифицированного парно-селективного троичного кода, показанного в табл. 24.2. Этот

ТАБЛИЦА 24.2

Модифицированный код

Двоичный сигнал	Сигнал модифицированного кода ПСТ		Двоичный сигнал	Сигнал модифицированного кода ПСТ	
	вариант «+»	вариант «—»		вариант «+»	вариант «—»
1 1	+0	0—	0 1	—+	—+
1 0	+—	+—	0 0	0+	—0

код предусматривает замену двоичной последовательности, которая не может быть правильно декодирована вследствие недостаточности информации о групповой синхронизации, на последовательность 101010.

Все рассмотренные до сих пор коды имеют скорость передачи, равную скорости входного двоичного сигнала. Однако троичный символ имеет теоретическую информационную емкость, равную $\log_2 3 = 1{,}585$ бит. Следовательно, коэффициент полезного действия всех рассмотренных кодов составляет лишь $1/\log_2 3 = 0{,}63$. Принципы кодирования, характеризующие парно-селективный троичный код, можно использовать для реализации более эффективных селективных троичных кодов. Разработаны блочные коды с хорошими характеристиками в отношении нестабильности постоянной

составляющей и хронирования, в которых каждая группа из N двоичных бит преобразуется в кодовую группу из M троичных символов при $M<N$ [29].

Эти принципы можно распространить и на коды с числом уровней, не равным трем. Так, например, был разработан балансный двоичный код для двухуровневого метода передачи, в котором каждый входной троичный символ преобразуется в двоичную кодовую группу из двух символов [30].

ДРУГИЕ МЕТОДЫ КОДИРОВАНИЯ

До сих пор в качестве мероприятий для уменьшения влияния статистических свойств источника сигнала на характеристики линейного тракта рассматривалось использование избыточности и блочного кодирования. Однако существуют и другие возможности решения указанной проблемы. Раздельное рассмотрение трех основных проблем построения линейного тракта (хронирование в регенераторах, изменение величины постоянной составляющей и контроль работы линейного тракта в условиях эксплуатации) приводит к другому подходу в вопросах выбора линейного кода.

Проблема хронирования в регенераторах возникает вследствие того, что амплитуда составляющей хронирующего сигнала в спектре входного цифрового сигнала сильно изменяется при изменении статистической структуры этого сигнала. Для обеспечения необходимой амплитуды хронирующего сигнала в информационную последовательность импульсов можно ввести периодические пакеты чередующихся символов. В каждом регенераторе указанные пакеты импульсов можно обнаружить по их особым признакам и периодичности. Тогда каждый регенератор может выделять хронирующий сигнал не из информационной последовательности импульсов, а из указанных пакетов импульсов.

Проблема нестабильности постоянной составляющей возникает вследствие того, что на выходе оконечного оборудования может иметь место импульсная последовательность с любой статистической структурой; при этом мощность низкочастотных составляющих спектра может изменяться в широких пределах. Для уменьшения изменений мощности низкочастотных составляющих можно использовать импульсные скремблеры, обеспечивающие редкое появление в линейном сигнале большого количества последовательных единиц или нулей. При отсутствии в линейном сигнале длинных серий единиц или нулей дальнейшее уменьшение нестабильности постоянной составляющей можно обеспечить с помощью квантованной обратной связи и восстановления постоянной составляющей. В некоторых случаях, в частности, при передаче цифрового сигнала по радио и волноводным линиям связи методом частотной манипуляции, проблема нестабильности постоянной составляющей вообще отсутствует. Контроль работы линейного тракта без перерыва связи можно осуществить проверкой четности числа бит в периодических пакетах символов, предназначенных для обеспечения процесса хронирования в регенераторах.

При выборе линейного кода, кроме указанных трех основных проблем, необходимо учесть и другие факторы. К числу последних относятся переходные влияния и экономические соображения.

Переходные влияния. В симметричных кабелях переходные влияния уменьшают отношение сигнал/шум не только на входе регенератора, но и на входе выделителя хронирующего сигнала, в результате чего увеличивается джиттер хронирования. Так, например, при использовании среды передачи, характеризующейся ограниченной величиной переходного затухания, биполярный код с замещением шести нулей (*B6ZC*) предпочтительнее кода ПСТ, так как ему соответствует меньшая мощность передаваемого сигнала.

В отношении джиттера, определяемого переходными влияниями, биполярный код предпочтительнее однополярного, поскольку при биполярном кодировании хронирующий сигнал в регенераторе выделяется из составляющих спектра в области половины скорости передачи, в то время как при однополярном кодировании хронирующий сигнал определяется дискретной составляющей, соответствующей скорости передачи системы.

Во многих существующих симметричных кабелях часть пар используется для нецифровых видов передачи. Переходные влияния новых систем передачи на существующие могут сделать невозможным применение новых систем на незанятых парах кабеля. Для обеспечения совместной работы различных систем передачи по парам одного кабеля может оказаться необходимым использование кода с малой спектральной мощностью в диапазоне частот, совпадающем с линейным спектром частот существующих систем передачи.

Экономические соображения. Оптимальным типом линейного кода для цифрового линейного тракта будет являться код, обеспечивающий необходимые характеристики линейного тракта при минимальной стоимости. Основные экономические соображения определяются эффективностью кода, длиной регенерационного участка, стоимостью кабеля и преобразователя кода. Так, например, выигрыш от применения на коротких линиях высокоэффективного кода, преобразующего четыре двоичных символа в три троичных, обычно не перекрывает дополнительных затрат, обусловленных использованием более сложного преобразователя кода. Однако при использовании цифровых систем передачи на длинных линиях имеет место обратное соотношение.

24.6. КОНТРОЛЬ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА И ОБНАРУЖЕНИЕ НЕИСПРАВНОСТИ

Цифровые линейные тракты можно непрерывно контролировать в процессе эксплуатации, и при повреждении неисправный линейный тракт можно немедленно заменить запасным. Для об-

легчения ремонта предусматриваются устройства, позволяющие определить место повреждения с точностью до одного регенерационного участка.

При использовании рассмотренных линейных кодов линейные ошибки обнаруживают по нарушению кодовых последовательностей. Контрольные устройства, обеспечивающие обнаружение ошибок, можно установить в обслуживаемых пунктах цифрового тракта. Участки линии между обслуживаемыми пунктами называются участками технического обслуживания. Контрольные устройства обеспечивают устранение всех обнаруженных нарушений кодовых последовательностей, в результате чего указанные нарушения не распространяются за пределы участка технического обслуживания. В соответствии с указанными функциями контрольные устройства называются блоками обнаружения и устранения нарушений. Устранение нарушений кодовой последовательности может либо устранить линейную ошибку, либо создать вторую ошибку, так как коды обладают способностью только обнаруживать ошибки. Кроме того, контрольные устройства должны определять наличие повреждений, вызывающих полную потерю сигнала. В этом случае блок обнаружения и устранения нарушений формирует специальный цифровой сигнал, который подается на вход оборудования другого участка технического обслуживания. Вследствие этого предотвращается срабатывание аварийной сигнализации на других участках технического обслуживания.

После того как неисправный участок линейного тракта изъят из эксплуатации, необходимо предпринять меры по более точному определению места повреждения. Эффективный метод определения места повреждения при использовании балансных линейных кодов состоит в преднамеренном введении нарушений в формат кода. Это приводит к смещению точки пересечения моментов решений относительно краев глаз-диаграммы и к созданию на выходе регенератора постоянной составляющей. Сигналы с выходов всех регенераторов, установленных в контейнере данного регенерационного пункта, подают на избирательную схему; при этом каждый регенерационный пункт имеет определенное значение резонансной частоты избирательной схемы. Избирательные схемы всех регенерационных пунктов участка технического обслуживания подключают к одной контрольной паре кабеля. При медленном изменении плотности нарушений кода на выходе регенератора появится низкочастотный сигнал. Если частота указанного сигнала попадает в полосу частот избирательной схемы, то его можно обнаружить на обслуживаемом пункте. Это означает, что участок линейного тракта от измеряемого регенератора до обслуживаемого пункта находится в исправном состоянии. Допустимая величина плотности нарушений кода (и, следовательно, величина постоянного тока), при которой регенератор еще остается работоспособным, определяется расстоянием между точкой пересечения моментов решений и краем глаз-диаграммы и является мерой запаса помехоустойчивости регенератора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Pierce J. R.** «Information of a Coaxial Cable with Various Modulation Systems», Bell System Tech. J., vol. 45 (Oct. 1966), pp. 1197—1207.
2. **Mayo J. S.** «Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals», Bell System Tech. J., vol. 41 (Jan. 1962), pp. 25—97.
3. **Wigington R. L.** and **N. S. Nahman.** «Transient Analysis of Coaxial Cables Considering Skin Effect», Proc. IRE, vol. 45 (Feb. 1957), pp. 166—174.
4. **Aaron M. R.** «PCM Transmission in the Exchange Plant», Bell System Tech. J., vol. 41 (Jan. 1962), pp. 99—141.
5. **Nassell I.** «Some Properties of the Power Sums of Truncated Normal Random Variables», Bell System Tech. J., vol. 46 (Nov. 1967), pp. 2091—2110.
6. **Mertz P.** «Model of Impulsive Noise for Data Transmission», IRE Trans. Comm. Sys., CS-9 (June 1961), pp. 130—137.
7. **Davis J. H.** «T2: A 6.3 Mb/s Digital Repeatered Line», IEEE International Conference on Communications Record (1969), pp. 34.9—34.16.
8. **Cravis H.** and **T. V. Crater.** «Engineering of T1 Carrier System Repeatered Lines», Bell System Tech. J., vol. 42 (Mar. 1963), pp. 431—486.
9. **Dorros I., J. M. Sipress** and **F. D. Waldhauer.** «An Experimental 224 Mb/s Digital Repeatered Line», Bell System Tech. J., vol. 45 (Sept. 1966), pp. 993—1043.
10. **Bennett W. R.** and **J. R. Davey.** Data Transmission (New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1965).
11. **Gibby R. A.** and **J. W. Smith.** «Some Extensions of Nyquist's Telegraph Transmission Theory», Bell System Tech. J., vol. 44 (Nov. 1965), pp. 1487—1510.
12. **Tufts D. W.** «Nyquist's Problem—The Joint Optimization of Transmitter and Receiver in Pulse Amplitude Modulation», Proc. IEEE, vol. 53 (Mar. 1965), pp. 248—259.
13. **Aaron M. R.** and **D. W. Tufts.** «Intersymbol Interference and Error Probability», Trans. IEEE Information Theory, vol. IT-12 (Jan. 1966), pp. 26—34.
14. **Tufts D. W.** and **T. Berger.** «Optimum Pulse Amplitude Modulation—I: Transmitter-Receiver Design and Bounds from Information Theory», Trans. IEEE Information Theory, vol. IT-13 (Apr. 1967), pp. 196—208.
15. **Tufts D. W.** and **T. Berger.** «Optimum Pulse Amplitude Modulation—II: Inclusion of Timing Jitter», Trans. IEEE Information Theory, vol. IT-13 (Apr. 1967), pp. 209—216.
16. **Kuo F. F.** and **J. F. Kaiser.** System Analysis by Digital Computers (New York: John Wiley and Sons, Inc., 1966).
17. **Nelder J. A.** and **R. Mead.** «A Simplex Method for Function Minimization», The Computer Journal, vol. 7 (Jan. 1965), pp. 308—313.
18. **Bennett W. R.** «Synthesis of Active Networks», PROC. Symposium on Modern Networks Synthesis (1955), pp. 45—61.
19. **Aaron M. R.** and **M. K. Simon.** «Approximation of the Error Probability in a Regenerative Repeater with Quantized Feedback», Bell System Tech. J., vol. 45 (Dec. 1966), pp. 1845—1847.
20. **Aaron M. R.** and **J. R. Gray.** «Probability Distributions for the Phase Jitter in Self-Timed Reconstructive Repeaters for PCM», Bell System Tech. J., vol. 41 (Feb. 1962), pp. 503—558.
21. **De-Lange O. E.** and **M. Pustelnyk.** «Experiments on the Timing Regenerative Repeaters», Bell System Tech. J., vol. 37 (Nov. 1958), pp. 1487—1500.
22. **Rowe H. E.** «Timing in a Long Chain of Regenerative Binary Repeaters», Bell System Tech. J., vol. 37 (Nov. 1958), pp. 1543—1598.
23. **De-Lange O. E.** «The Timing of High-Speed Regenerative Repeaters», Bell System Tech. J., vol. 37 (Nov. 1958), pp. 1455—1486.
24. **Bennett W. R.** «Statistics of Regenerative Digital Transmission», Bell System Tech. J., vol. 37 (Nov. 1958), pp. 1501—1542.
25. **Byrne C. J., B. J. Karafin** and **D. B. Robinson.** «Systematic Jitter in a Chain of Digital Regenerators», Bell System Tech. J., vol. 42 (Nov. 1963), pp. 2679—2714.

26. **Andrews F. T.** «Bipolar Pulse Transmission and Regeneration», U. S. Patent 2996578, Aug. 15, 1961.
27. **Johannes V. I., A. G. Kaim** and **T. Walzman.** «Bipolar Pulse Transmission with Zero Extraction», Trans. IEEE Communications Technology, vol. Com-17 (Apr. 1969), pp. 303—310.
28. **Sipress J. M.** «A New Class of Selected Ternary Pulse Transmission Plans for Digital Transmission Lines», Trans. IEEE Communications Technology, vol. Com-13, no. 3 (Sept. 1965), pp. 366—372.
29. **Franaszek P. A.** «Sequence State Coding for Digital Transmission», Bell System Tech. J., vol. 47 (Feb. 1968), pp. 143—157.
30. **Neu W.** and **A. Kundig.** «Project for a Digital Telephone Network», Trans. IEEE Communications Technology, vol. Com-16 (Oct. 1968).

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА
К ГЛАВЕ 1

1. **Многоканальная** связь, под редакцией И. А. Аболица. М., «Связь», 1971. 488 с.
2. **Аболиц И. А., Басик И. В., Резвяков А. П., Юдин А. И.** Дальняя связь. М., Связьиздат, 1962. 622 с.
3. **Передача** сообщений, том I, перевод с немецкого под редакцией Ю. Д. Фарбера. М., «Связь», 1971. 368 с.
4. **Аваков, Жданов, Подвидз, Шилов.** Основы телефонии и теории телефонных сообщений. М., «Связь», 1969. 304 с.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА
К ГЛАВАМ 2 И 3

1. **Многоканальная** связь, под редакцией И. А. Аболица. М., «Связь», 1971. 488 с.
2. **Аболиц И. А., Басик И. В., Резвяков А. П., Юдин А. И.** Дальняя связь. М., Связьиздат, 1962. 622 с.
3. **Егоров К. П.** Основы многоканальной связи. М., Связьиздат, 1962. 416 с.
4. **Борисов Ю. П., Пепин П. И.** Основы многоканальной передачи информации. М., «Связь», 1967. 436 с.
5. **Назаров М. В., Кувшинов Б. И., Попов О. В.** Теория передачи сигналов. М., «Связь», 1970. 368 с.
6. **Латхи Б. П.** Системы передачи информации. Перевод с английского, под общей редакцией Б. И. Кувшинова. М., «Связь», 1971. 320 с.
7. **Стейн С., Джонс Дж.** Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. Перевод с английского под редакцией Л. М. Финка. М., «Связь», 1971. 376 с.
8. **Френкс.** Передача сигналов. Перевод с английского под редакцией Вакмана. М., «Связь», 1974. 344 с.
9. **Передача** сообщений, том I. Перевод с немецкого под редакцией Ю. Д. Фарбера. М., «Связь», 1971. 368 с.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА
К ГЛАВАМ 4 И 5

1. **Егоров К. П.** Основы многоканальной связи. М., Связьиздат, 1962. 416 с.
2. **Ван дер Зил.** Флуктуации в радиотехнике и физике. Перевод с английского под редакцией А. М. Гуткина. М., Госэнергоиздат, 1958. с.
3. **Гольдман.** Гармонический анализ, шумы, модуляция. Перевод с английского под редакцией Г. С. Горелика. М., Издательство иностранной литературы, 1951. 408 с.
4. **Соловьев Н. Н.** Измерительная техника в проводной связи. Ч. III. Измерения параметров, характеризущих искажения сигналов связи. М., «Связь», 1971. 304 с.
5. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 1. М., «Советское радио». 752 с.
6. **Гуревич В. Э., Лопушнян Ю. Г., Рабинович Г. В.** Импульсно-кодовая модуляция в многоканальной телефонной связи. М., «Связь», 1973. 336 с.
7. **Каналы** передачи данных. Под редакцией В. Р. Шварцмана. М., «Связь», 1970. 304 с.

1. **Аболиц И. А., Басик И. В., Резвяков А. П., Юдин А. И.** Дальняя связь. М., Связьиздат, 1962. 622 с.
2. **Многоканальная** связь, под редакцией И. А. Аболица. М., «Связь», 1971. 488 с.
3. **Фарбер Ю. Д.** Расчет характеристик многоканальных систем связи с транзисторными усилителями. М., Связьиздат, 1963. 174 с.
4. **Бубман Д. Р.** Статистические исследования характеристики абонентских речевых сигналов, передаваемых в междугородных телефонных каналах систем связи. М., Сборник научных трудов ЦНИИС, 1968, в. 1, с. 19—32.
5. **Бубман Д. Р.** Статистические характеристики многоканальных сигналов и методы их расчета. М., Сборник научных трудов ЦНИИС, 1968, в. 3, с. 68—85.
6. **Дворкин С. А.** Определение уровня передачи в системах вч телефонирования, работающих с предыскажением. — «Электросвязь», 1960, № 10, с. 62—69.
7. **Бубман Д. Р.** Влияние предыскажения уровней передачи каналов вч систем на статистические характеристики многоканальных сигналов. — «Электросвязь», 1970, № 6, с. 5—9.
8. **Андреев В. С.** Теория нелинейных электрических цепей. М., «Связь», 1972. 328 с.
9. **Резвяков А. П.** Влияние нелинейности на качество дальней телефонной связи. Лекции по технике связи. М., Связьиздат, 1959. 36 с.
10. **Акинфиев Н. Н.** Нелинейные искажения телефонных сигналов в усилителях многоканальных систем дальней связи. Сборник научных работ по проводной связи АН СССР, вып. 4, 1955, с. 53—93.
11. **Бубман Д. Р.** Об оценке нелинейных помех в оборудовании малоканальных групп и систем связи. М., Сборник научных трудов ЦНИИС, 1974, в. 1, с. 159—164.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ 12

1. **Штагер В. В.** Сжиматели-расширители и их применение в технике дальней связи. Лекции по технике связи. М., Связьиздат, 1955. 60 с.
2. **Штагер Б. В.** Подавление шумов в каналах вещания. Лекции по технике связи. М., Связьиздат, 1957. 52 с.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ 13

1. **Телевидение**, под редакцией П. В. Шмакова. Издание третье. М., «Связь», 1970. 540 с.
2. **Оксман А .К.** Передача телевизионных сигналов по коаксиальным кабелям. М., «Связь», 1966. 200 с.
3. **Кривошеев М. И.** Основы телевизионных измерений. М., «Связь», 1964. 592 с.
4. **Кривошеев М. И., Дворкович В. П.** Измерения в цветном телевидении. «Новое в технике связи». М., «Связь», 1971. 136 с.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ 14

1. **Марков В. В.** Малоканальные радиорелейные линии связи. М., «Советское радио», 1963.
2. **Фаго Ж., Мань Ф.** Частотная модуляция. Пер. с французского под ред. В. В. Маркова. М., «Советское радио», 1964.
3. **Гусятинский И. А., Рыжков Е. В., Немировский А. С.** Радиорелейные линии связи. М., «Связь», 1965.
4. **Связь** на сверхвысоких частотах. Под ред. С. Ендзава и Н. Танака. Пер. с англ. под ред. В. В. Маркова. М., «Связь», 1967.
5. **Инженерно-технический** справочник по электросвязи. Радиорелейные линии. М., «Связь», 1971.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ 15

1. **Инженерно-технический** справочник по электросвязи. Радиорелейные линии. М., «Связь», 1971.
2. **Гусятинский И. А., Рыжков Е. В., Немировский А. С.** Радиорелейные линии связи. М., «Связь», 1965.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие к русскому изданию 3
Предисловие 5

1 ГЛАВА

КАНАЛ СВЯЗИ 7

1.1. Свойства сигналов, передаваемых по каналу связи 7
1.2. Требование к каналу связи 14

2 ГЛАВА

МОДУЛЯЦИЯ 35

2.1. Свойства амплитудномодулированных сигналов 35
2.2. Свойства сигналов с угловой модуляцией 45
2.3. Свойства импульсной модуляции 51

3 ГЛАВА

РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ 58

3.1. Пространственное разделение каналов 58
3.2. Частотное разделение каналов 59
3.3. Временное разделение каналов 71

4 ГЛАВА

ШУМ И ЕГО ИЗМЕРЕНИЕ 78

4.1. Обычные типы шума 79
4.2. Измерение шума 98

5 ГЛАВА

ШУМ В ЦЕПЯХ И УСТРОЙСТВАХ 105

5.1. Шум, создаваемый цепями и устройствами 105
5.2. Шум и амплитудномодулированные сигналы 126
5.3. Шум и сигнал с угловой модуляцией 129
5.4. Шум и сигналы ИКМ 134

6 ГЛАВА

ЗАГРУЗКА МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ 139
6.1. Характеристика громкости (волюма) речи 139
6.2. Допустимая загрузка 148
6.3. Типовые расчетные величины 151

7 ГЛАВА

НЕЛИНЕЙНОСТЬ 153

7.1. Представление амплитудной характеристики в виде ряда . . . 153
7.2. Влияние нелинейности на сигналы с угловой модуляцией 160
7.3. Представление нелинейности четырехполюсников 162
7.4. Нелинейная характеристика системы 166
7.5. Нелинейность в многоканальных системах 169

8 ГЛАВА
ВВЕДЕНИЕ В АНАЛОГОВЫЕ КАБЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ 191
8.1. Основные характеристики системы 191
8.2. Некоторые замечания о характеристиках передачи 194
9 ГЛАВА
АНАЛИЗ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ СИСТЕМ 196
9.1. Тепловой шум в системе 196
9.2. Допустимая загрузка 199
9.3. Системы с ограничением перегрузки тепловым шумом 200
9.4. Нелинейные искажения 204
9.5. Распределение общего шума системы между возможными источниками 212
9.6. Обзор основных уравнений системы 214
9.7. Проектирование аналоговых кабельных систем 216
9.8. Предыскажение сигнала 222
10 ГЛАВА
ВЛИЯНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ВЫРАВНИВАНИЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ СИСТЕМ 226
10.1. Функция увеличения шума 227
10.2. Ухудшение характеристик из-за погрешности выравнивания в системах с ограничением перегрузки тепловым шумом 231
11 ГЛАВА
ВЫРАВНИВАНИЕ В АНАЛОГОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ . . 245
11.1. Постоянные выравниватели 245
11.2. Регулируемые (переменные) выравниватели 249
11.3. Проектирование систем выравнивания 258
12 ГЛАВА
СЛОГОВОЕ КОМПАНДИРОВАНИЕ И СИСТЕМА ТАСИ 265
12.1. Слоговые компандеры 265
12.2. ТАСИ 269
13 ГЛАВА
ПЕРЕДАЧА ТЕЛЕВИЗИОННЫХ И ВИДЕОТЕЛЕФОННЫХ СИГНАЛОВ 272
13.1. Характеристика телевизионного сигнала 272
13.2. Искажения при передаче телевизионных сигналов и нормы . . . 280
13.3. Видеотелефонная связь 292
14 ГЛАВА
ВВЕДЕНИЕ В АНАЛОГОВЫЕ СВЧ РАДИОРЕЛЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ . 296
14.1. Сравнение проводных систем с амплитудной модуляцией и РРЛ с частотной модуляцией 297
14.2. Составные части СВЧ РРЛ 298
14.3. Обеспечение непрерывности работы 301
14.4. Характеристики СВЧ систем 303
15 ГЛАВА
РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН СВЧ ДИАПАЗОНА 304
15.1. Характеристики пути распространения 304
15.2. СВЧ антенны 313
16 ГЛАВА
СВОЙСТВА ЧМ И ФМ СИГНАЛОВ 318
16.1. Частотный анализ ЧМ и ФМ сигналов 318

16.2. Векторное представление фазовой модуляции 329
16.3. Влияние ограничения 331

17 ГЛАВА

СЛУЧАЙНЫЕ ШУМЫ В ЧМ И ФМ СИГНАЛАХ 334

17.1. Вывод основного выражения для шумов в ЧМ сигналах . . . 334
17.2. Шумы систем и предыскажения 344
17.3. Область сбоя 348

18 ГЛАВА

НЕЛИНЕЙНЫЕ ПЕРЕХОДНЫЕ ШУМЫ В ЧМ И ФМ СИСТЕМАХ . 352

18.1. Переходные шумы, вызванные небольшими искажениями коэффициента передачи сигнала 353
18.2. Переходный шум из-за отражений 372

19 ГЛАВА

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТ 377

19.1. Факторы, влияющие на ширину полосы ствола 380
19.2. Помехи в СВЧ стволах 385

20 ГЛАВА

ПРИМЕР РАСЧЕТА РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СИСТЕМЫ 393

20.1. Требования к системе 393
20.2. Порядок расчета 393

21 ГЛАВА

ВВЕДЕНИЕ К ЦИФРОВОМУ СПОСОБУ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ . 396

21.1. Обработка сигнала 397
21.2. Иерархия цифровых систем 398
21.3. Преимущества и недостатки цифрового способа передачи . . . 405

22 ГЛАВА

ЦИФРОВОЕ ОКОНЕЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ 408

22.1. Дискретизация 408
22.2. Кодирование 412
22.3. Цикловая синхронизация 438
22.4. Контроль характеристик оконечного оборудования 444

23 ГЛАВА

ОБОРУДОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ГРУППООБРАЗОВАНИЯ 447

23.1. Методы синхронизации по тактовой частоте 448
23.2. Проектирование системы группообразования 451
23.3. Искажения сигнала, обусловленные цифровым группообразованием 462
23.4. Контроль работы оборудования группообразования 465

24 ГЛАВА

ЦИФРОВЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ ТРАКТЫ 467

24.1. Коэффициенты ошибок и глаз-диаграммы 468
24.2. Кабель как среда передачи цифровых сигналов 474
24.3. Коррекция формы импульсов 485
24.4. Хронирование 495
24.5. Линейный код 504
24.6. Контроль линейного тракта и обнаружение неисправности . . . 512
Список литературы 514

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ

Ответственные редакторы
Визель А. А., Дворкин С. А.
Редактор **Горелик Э. М.**
Художник **Свердлов А. Г.**
Техн. редактор **Черепова Е. Р.**
Корректор **Механик М. Х.**

Сдано в набор 24/IX 1975 г.
Подп. в печ. 24/XII 1975 г.
Формат 60×90/16 Бумага тип. № 2
32,5 усл.-печ. л. 33,36 уч.-изд. л.
Тираж 7800 экз. Изд. № 16534 Зак. № 212
Цена 2 руб. 36 коп.
Издательство «Связь».
Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь»
Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

2р.33к.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»

621.39
С40

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ